ELEKTRIE

8|89

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN · Postverlagsort für DDR Leipzig · EVP 2,50 Mark · ISSN 0013—5399

0120227

Technische
Universität
„Otto von Guericke"
Magdeburg

TAKRAF

Neuerscheinungen und Nachauflagen

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Elektrotechnik · Elektronik

Englisch-Deutsch

Herausgegeben von Prof. Dr. sc. techn. Peter-Klaus Budig. Zusammengestellt von einem Autorenkollektiv. 4., mit einem Anhang ergänzte Auflage. 804 Seiten mit etwa 66000 Wortstellen, Leinen, DDR 61,— M, Ausland 98,— DM. Bestellangaben: 5542938/Budig, Wb. Elektro E-D

Elektromagnetische Felder

Von Prof. Dr.-Ing. habil. Gerhard Wunsch und Dr. sc. techn. Hans-Georg Schulz. 1. Auflage. Etwa 400 Seiten, 198 Bilder, 12 Tafeln, Leinen, DDR etwa 30,— M, Ausland etwa 42,— DM. Bestellangaben: 5540713/Wunsch, Felder

Das Buch ist aus Vorlesungen über die Maxwellsche Theorie des elektromagnetischen Feldes, die für Studenten elektrotechnischer Studienrichtungen gehalten wurden, hervorgegangen. Nach einer Einführung der mathematischen Hilfsmittel werden die einzelnen Spezialfelder nach steigendem Schwierigkeitsgrad behandelt. Zahlreiche Übungsaufgaben dienen der Festigung des Lehrstoffs.
Hauptabschnitte: Felder und Feldintegrale · Theorie der Felder · Elektromagnetische Felder · Elektrostatik · Wirbelfelder · Stationäre Felder · Nichtstationäre Felder.

Schaltpläne und Schaltzeichen in der Elektrotechnik/Elektronik

Von Prof. Dr.-Ing. Conrad Markert. 2., bearbeitete Auflage. 276 Seiten, 122 Bilder, 107 Tafeln, Pappband, DDR 20,— M, Ausland 20,— DM. Bestellangaben: 5540510/Markert, Schaltpläne

Das Buch ist in erster Linie als Lehrbuch gedacht. Die 2. Auflage wurde an die veränderten Standards angepaßt.

Formeln der Elektrotechnik und Elektronik

Herausgegeben von Prof. Dr.-Ing. habil. Albrecht Möschwitzer. 2., durchgesehene Auflage. 512 Seiten, 836 Bilder, 94 Tafeln, Kunstleder, DDR 38,— M, Ausland 38,— DM. Bestellangaben: 5538832/ Möschwitzer, Formeln

VEM-Handbuch Relaisschutztechnik

Von Obering. Wolfgang Doemeland. Herausgeber: Zentrum für Forschung und Technologie des VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin. 4., bearbeitete Auflage. 368 Seiten, 284 Bilder, 78 Tafeln, Kunstleder, DDR 27,50 M, Ausland 37,— DM. Bestellangaben: 5538939/ Doemeland, Relaisschutz

Die 4. Auflage berücksichtigt u.a. neue Vorschriften, veränderte Bewertungskriterien beim Einsatz von Stromwandlern, den Schutz von Netzen mit niederohmiger und kurzzeitig niederohmiger Sternpunkterdung sowie Aspekte beim Einsatz von Schutzrelais mit elektronischer Schaltungstechnik.

Aufzuganlagen

Herausgegeben von Dr.-Ing. Dietmar Küntscher. 1. Auflage. 336 Seiten, 246 Bilder, 35 Tafeln, Pappband, DDR 27,— M, Ausland 32,— DM. Bestellangaben: 5538605/Küntscher, Aufzuganlagen

Aufzuganlagen erfordern bei ihrem Einsatz eine hohe Zuverlässigkeit. Das Buch soll mit seinen Hinweisen und Erläuterungen zur Lösung dieser Aufgabe beitragen. Schwerpunkte sind das Betreiben und das Instandhalten von Aufzuganlagen.

Bereits lieferbar in 2., bearbeiteter Auflage:

Grundlagen der elektrischen Meßtechnik

Von Prof. Dr. sc. techn. Werner Richter. 310 Seiten, 322 Bilder, 38 Tafeln, Leinen, DDR 19,— M, Ausland 32,— DM. Bestellangaben: 5538381/Richter, Meßtechnik

Neben einer gründlichen Darstellung von Kenngrößen und Kennfunktionen für Meßeinrichtungen sowie der gesamten Fehlerproblematik enthält das Buch vor allem die für die moderne elektrische/elektronische Meßtechnik typischen Funktionseinheiten, Meßgeräte und -systeme bis hin zu Sensoren und mikroprozessorgesteuerten Meßeinrichtungen. Die 2. Auflage ist aktualisiert worden.

Auslieferung durch den Fachbuchhandel

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

8|89 ELEKTRIE

43. Jahrgang

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift der Elektrotechnik

ISSN 0013–5399

Organ des Fachverbands Elektrotechnik der Kammer der Technik

Die Zeitschrift erhielt die Goldene Ehrenplakette der KDT

Redaktionsbeirat

Vorsitzender:

Prof. Dr. sc. techn. J. Vogel

Mitglieder:

Prof. Dr. sc. techn. S. Altmann · Prof. Dr. sc. techn. H. Böhme · Prof. Dr. sc. techn. Dr. h. c. P.-K. Budig · Dr. sc. techn. G. Burkhard · Dr.-Ing. D. Flügge · Obering. K. Friedel · Prof. Dr. sc. techn. J. Hoffmann · Dipl.-Ing. H. Kabisch · Prof. Dr.-Ing. habil. R. Lappe · Dr. rer. nat. K. Möbius · Prof. Dr. sc. techn. E. Muschick · Prof. Dr. sc. techn. V. Pfeiler · Prof. Dr.-Ing. e.h. K. Pommer · Prof. Dr.-Ing. habil. R. Schönfeld · Obering. Dipl.-Ing. N. Wass · Prof. Dr.-Ing. habil. G.Wunsch

Korrespondenten:

Dr.-Ing. K. Hannella, Ilmenau · Dr.-Ing. W. Jordan, Dresden

Titelbild

Die Steuerung und Regelung von automatisierten Kranantrieben erfordert den Einsatz prozeßangepaßter Steuer- und Regelalgorithmen. Hierzu eignen sich zeitoptimale Steuergesetze mit Rück-, Beschleunigungs- und Geschwindigkeitsbegrenzung (siehe Beitrag auf den Seiten 291 bis 293 in diesem Heft).
Unser Bild zeigt einen vollautomatischen Brückenlaufkran im VEB „Paneta" in Radebeul.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Träger des Ordens Banner der Arbeit

Inhalt

Seite

Aktuelle Information 282

Teßmer, R.
Mit neuen Studiendokumenten engere Verbindung zwischen Wissenschaft und Technik 283

Probst, R.
Prof. Dr. sc. techn. Johannes Vogel zum 60. Geburtstag 284

Fachaufsätze

Riemekasten, K.
Berechnung der Verluste in umrichtergespeisten Drehstrom-Asynchronmaschinen kleiner Leistung 285

Busch, R.
Motorüberwachung auf der Basis der Bestimmung des Lebensdauerverbrauchs 287

Kalašnikov, V. I.
Blindleistungskompensation von elektrischen Antrieben 290

Palis, F.
Steuerung und Regelung elektrischer Kranantriebe mit Mikrorechner 291

Lehnert, M.; Wellner, A.
Stromgeregelter Drehstromantrieb mit Transistorpulswechselrichter für mittlere dynamische Anforderungen 294

Schauer, W.
Regelung elastischer Systeme mit Teilbeobachter 299

Teßmer, R.; Küstermann, F.-D.
SKET-matic SPS 8/16 ein Steuerungskonzept für die Lösung zeitkritischer Antriebsprobleme 301

Riefenstahl, U.
Digitale Drehzahlregelung mit Beobachter 306

Nicolai, U.; Conrad, H.
GTO-Thyristoren: Funktion, Eigenschaften, Einsatzmöglichkeiten und -probleme. Teil 3 und Schluß 312

Umschau

Patente 316

Buchbesprechungen 317

AKTUELLE INFORMATION

34. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium

Zeit: 23. bis 27. Oktober 1989
Ort: Technische Hochschule Ilmenau
Veranstalter: TH Ilmenau, Sektionen Elektrotechnik, Gerätetechnik und Marxismus-Leninismus

Inhaltliche Schwerpunkte

- **Elektroenergieanlagen und -systeme (A 1)**
  - Betriebs- und Fehlervorgänge: Berechnung, Bewertung, Überwachung; Maßnahmen zur Begrenzung der Beanspruchung
  - Elektroenergiequalität: Messung, Berechnung, Bewertung, Kontrolle; Maßnahmen zur Verbesserung
- **Schaltgeräte und -anlagen (A 2)**
  - Rechnergestützte Entwicklung von Schaltgeräten, gasisolierten Schaltanlagen
  - Mathematische Modelle des Schaltlichtbogens
  - Leistungsschalter im Netz, Überspannungen
  - Schutzeinrichtungen für gasisolierte Schaltanlagen
  - Sicherungen
  - Technische Diagnostik an Schaltgeräten und gasisolierten Schaltanlagen
- **Elektrische Antriebe und Leistungselektronik (A 3)**
  - Steuer- und Schaltungsstrukturen
  - Algorithmen zur Steuerung, zur Diagnose und zum Schutz und deren Umsetzung mittels Mikrorechner
  - Rechnergestützte Verfahren des Entwurfs und der Auslegung
  - Modellbildung und Simulation
  - Eigenschaften neuer Leistungshalbleiter, Möglichkeiten und Randbedingungen ihres Einsatzes
  - Relevante Anwendungsbeispiele, Betriebserfahrungen
- **Elektrowärme (A 4)**
  - Mathematische Modelle in der Elektrowärme
  - Automatische Steuerung elektrothermischer Prozesse
  - Neue Verfahren und Anwendungsgebiete der Elektrowärme
  - Hochdruck-Plasmatechnik, Geräte, Verfahren
- **Elektrische Maschinen (A 5)**
  - Berechnung und Auslegung elektrischer Maschinen
  - Technische Diagnose und Prüftechnik elektrischer Maschinen
  - Material- und Energieökonomie bei elektrischen Maschinen
- **Elektrische Isolier- und Hochspannungstechnik (A 6)**
  - Isolierungsdiagnostik
  - Neue Isolierstoffe und Isolierverfahren
- **Entwicklung und Konstruktion von Präzisionsgeräten (B 1)**
  - Grundlagen und Tendenzen der Entwicklung im Gerätebau
  - Aufbau und Wirkungsweise automatisierter Präzisionsgeräte
  - Entwurf, Berechnung und Ausführung von Bauelementen und Funktionsgruppen feinmechanisch-optischer und elektronischer Geräte
  - Konstruktionstechnik und CAD in der Gerätetechnik
  - Genauigkeit, Justierung, Zuverlässigkeit und Gütesicherung
- **Präzisionsmechanik und Robotertechnik (B 2)**
  - Prinzipien, Aufbau und Steuerung von Präzisionsantrieben, integrierte Mehrkoordinatenantriebe
  - Dynamik und Schwingungen, Modellierung und Computer-Simulation von Bewegungssystemen
  - Roboter und Robotersysteme, modulare Strukturen
  - Sensorik für Bewegungssysteme, Anwendungen der Mikromechanik
  - Wirkpaarungen von Handhabungseinrichtungen und -objekten, Greiftechnik im Gerätebau
- **Optik und Optoelektronik (B 3)**
  - Rechnergestützte Entwicklung und Bewertung optischer Systeme
  - Optische Probleme der Mikrostrukturierung
  - Optik im Bereich der optischen Strahlung außerhalb des sichtbaren Gebietes
  - Anwendung der Optoelektronik in Geräten
- **Automatisierte Fertigung von Präzisionsgeräten (B 4)**
  - Entwicklungstendenzen der flexiblen automatisierten Fertigung
  - Vorbereitung flexibler automatisierter Montagen/CAP
  - Rechnergestützte Produktionssteuerung/CAM
  - Qualität und Zuverlässigkeit in der automatisierten flexiblen Fertigung/CAQ
  - Flexible automatisierte Fertigung bei der Montage feinmechanischer und optischer Bauelemente
  - Anwendung des Diffusionsschweißens im Präzisionsgerätebau
  - Automatisierung von Lasertechnologien
- **Glas/Keramik-Technik (B 5)**
  - Meß-, Prüf- und Sensortechnik in der Glas/Keramik-Industrie
  - Automatisierte Verfahren und Anlagen zur Herstellung und Verarbeitung
  - Elektrotechnologische Verfahren
  - Glas/Keramik-Werkstoffe für die Elektrotechnik/Elektronik
- **Neuerungsprozeß, Wachstum und Effektivität (C 1)**
  - Innovative Arbeit und ihre ökonomischen Wirkungen im gesellschaftlichen Reproduktionsprozeß
  - Erneuerungsaufwand, Struktur, Dynamik und Effektivität
  - Erneuerungsprozeß, Wirtschaftswachstum und Produktionsverbrauchsentwicklung
  - Einflußfaktoren und Bedingungen einer hohen Wirksamkeit des Einsatzes wissenschaftlich-technischer Neuerungen
  - Leitung, Planung und ökonomische Stimulierung von Neuerungsprozessen
- **Soziale Tätigkeit und Weltanschauung der naturwissenschaftlich-technischen Intelligenz (C 2)**
  - Der Zusammenhang von Sozialstruktur der sozialistischen Gesellschaft und sozialer Tätigkeit der naturwissenschaftlich-technischen Intelligenz
  - Soziale und ideologische Bedingungen für eine hohe Effektivität der beruflichen Tätigkeit
  - Die historische Herausbildung und wachsende gesellschaftliche Rolle der naturwissenschaftlich-technischen Intelligenz als einer Gruppe der Intelligenz im Lichte aktueller Auseinandersetzung
  - Informationstechnologien und Effektivität der Arbeit der naturwissenschaftlich-technischen Intelligenz
- **Die geistige Kultur der wissenschaftlich-technischen Intelligenz in unserer Epoche (C 3)**
  - Felder der geistigen Kultur der wissenschaftlich-technischen Intelligenz
  - Kultur und Schöpfertum der wissenschaftlich-technischen Intelligenz
  - Ästhetische Elemente in der Tätigkeit der Wissenschaftler und Ingenieure
- **Erbe, Tradition, Auftrag-Geschichte der Technikwissenschaften und der Ingenieurausbildung (C 4)**
  - Technikwissenschaften zwischen industrieller und wissenschaftlich-technischer Revolution
  - Geschichte technischer Bildung zwischen Polytechnikum und Technischer Universität
  - Rolle von Ingenieurorganisationen und technischen Gremien
  - Ingenieure im Produktionsprozeß

Anfragen

Technische Hochschule Ilmenau
34. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, Vorbereitungskomitee
PSF 327, Ilmenau, 6300

B. Friedrich, Ilmenau EK 4011

Technische Gase

6. Fachtagung mit Beteiligung der RGW-Staaten

Zeit: 16. und 17. November 1989
Ort: Leipzig
Veranstalter: Fachausschuß Technische Gase im Fachverband Chemische Technik der Kammer der Technik

Inhaltliche Schwerpunkte

- Entwicklung, Bau und Betrieb von Anlagen für die Produktion, Lagerung und den Transport von technischen Gasen
- Energetische und ökonomische Betrachtungen beim Betrieb von Luftzerlegungsanlagen
- Automatisierung von Luftzerlegungsanlagen
- Meß- und Regeltechnik im Betrieb für technische Gase
- Analytik von technischen Gasen sowie von speziellen Gasen für Hoch- und Schlüsseltechnologien
- Probleme der Versorgung mit technischen Gasen sowie der Anwendung
- Probleme der Sicherheitstechnik

Anfragen

Kammer der Technik
Fachverband Chemische Technik
Postfach 1315, Berlin, 1086
Telefon: 2265224, Telex 0114841

D. Queck, Berlin EA 2887

Mit neuen Studiendokumenten engere Verbindung zwischen Wissenschaft und Technik

Von

Prof. Dr. sc. techn. Richard Teßmer

Direktor der Sektion Automatisierungstechnik und Elektrotechnik der Technischen Universität „Otto von Guericke" Magdeburg

Seit 1. September 1988 wird an allen Universitäten und Hochschulen der DDR in der Grundstudienrichtung Elektroingenieurwesen auf der Grundlage neuer Studienpläne ausgebildet. Sehr umfangreiche und gründliche Arbeit wurde bisher an den Sektionen und auch in den Kombinaten geleistet, um in Verwirklichung des Beschlusses des Politbüros des ZK der SED vom 28. Juni 1983 und des Beschlusses des Ministerrates der DDR vom 7. Juli 1983 über die „Konzeption für die Gestaltung der Aus- und Weiterbildung der Ingenieure und Ökonomen in der DDR" das Studium neu zu gestalten.

Worin besteht das Neue?

Für das Direktstudium in einer der fünf Fachrichtungen im Elektroingenieurwesen möchte ich das mit folgenden Punkten kurz charakterisieren:

1. Ausgehend von den wachsenden Anforderungen an das Grundlagenwissen der Absolventen, das sowohl durch klassische Disziplinen, wie Mathematik und Physik, als auch durch neu entstandene Wissenschaftszweige, wie Mikroelektronik und Informatik gekennzeichnet ist, wurde eine breite Grundlagenausbildung konzipiert. Im einzelnen sind das

— gesellschaftswissenschaftliche Grundlagen mit den Schwerpunkten Marxismus-Leninismus, Sozialistische Betriebswirtschaftslehre und Arbeitswissenschaften
— mathematisch-naturwissenschaftliche Grundlagen
— Grundlagen der Elektrotechnik, Elektronik und Mikroelektronik
— Grundlagen der Informatik und Kybernetik
— Grundlagen der Konstruktion und Technologie (einschließlich Werkstoffkunde).

Darauf baut sich ein fachrichtungsspezifisches Grundlagenstudium auf, das dann in einer Vertiefungsrichtung eine Spezialisierung erhält.

2. Die selbständige wissenschaftliche Arbeit der Studenten gewinnt wesentlich an Bedeutung. Um die Begabungen und Fähigkeiten des Studenten frühzeitiger zu erkennen, zu fördern und zu nutzen, wird er bereits im 1. und 2. Semester mit fachwissenschaftlichen Problemen seiner Ingenieurdisziplin vertraut gemacht. Er erhält eine erste wissenschaftliche Aufgabenstellung, die ihn zur Wissens- und Könnensanwendung herausfordert. Eine enge Zusammenarbeit zwischen den Sektionen und den Forschungsbereichen der Kombinate ist erforderlich, um von Beginn des Studiums an alle materiell-technischen Möglichkeiten für die selbständige wissenschaftliche Arbeit zu nutzen.

3. Der Studiengang ist flexibel gestaltet und so stets für die Ausschöpfung des individuellen Leistungsvermögens des Studenten und für neue Erkenntnisse offen. Module in einzelnen Lehrgebieten, die obligatorisch, wahlobligatorisch oder fakultativ sein können, ermöglichen für die Fachrichtung einen weitestgehend einheitlichen, aber gerade auch differenzierten Studiengang. Der modulare Aufbau des Studium enthält

— Grundlagenmodule, die die Basis für ein Fachgebiet darstellen
— Aufbaumodule, die die fachspezifische Grundlagenausbildung fortsetzen
— Ergänzungsmodule, die in der Regel für die Vertiefungsausbildung oder für die Weiterbildung genutzt werden können.

Der Student kann unter Anleitung durch seinen Hochschullehrer selbst den Studienablauf mitgestalten.

4. Mit fortlaufender Studiendauer werden planmäßige Lehrveranstaltungen verringert und der Zeitfond für wissenschaftliche Arbeit erhöht. Dadurch wird die Möglichkeit geschaffen, an Forschungsaufgaben, an den Beratungen der Forschungskollektive teilzunehmen und auch notwendige Arbeiten beim Praxispartner vor Ort durchzuführen. Eine zielgerichtete Einsatzvorbereitung des Absolventen kann so besser mit dem Kombinat abgestimmt werden.

5. Jeder leistungsstarke und begabte Student hat die Möglichkeit, Teilstudien an anderen Universitäten und Hochschulen der DDR oder auch an Partnerhochschulen des sozialistischen Auslands zu absolvieren.

Die neuen Studiendokumente sind eine gute Grundlage dafür, das Studium individueller zu gestalten, um so die Begabungen und Fähigkeiten der Studenten zu entwickeln und auszuschöpfen. Sie bieten die Möglichkeiten dafür, in enger Kooperation zwischen Wissenschaftsbereichen und Betrieben die gemeinsame Verantwortung für die Ausbildung besser wahrzunehmen.

Die Sektion „Automatisierungstechnik und Elektrotechnik" der Technischen Universität Magdeburg bildet in den Fachrichtungen Automatisierungstechnik und Elektrotechnik in 5 Vertiefungsrichtungen aus

Automatisierungstechnik:

- Automatische Steuerungen (4 Jahre)
- Automatisierungsanlagen (3,5 Jahre)
- Prozeßmeßtechnik (4 Jahre)

Elektrotechnik

- Elektroantriebstechnik und Elektroautomatisierungstechnik (4 Jahre)
- Elektrotechnologische Prozesse und Anlagen (4 Jahre)

EA 4017

Prof. Dr. sc. techn. Johannes Vogel zum 60. Geburtstag

Am 30. September 1989 begeht Prof. Dr. sc. techn. *Vogel* seinen 60. Geburtstag. Sein Wirken ist untrennbar mit der Entwicklung der Elektroantriebstechnik und dem Aufbau und der wissenschaftlichen Profilierung des Wissenschaftsbereiches „Elektroantriebstechnik und Elektroautomatisierungstechnik" der Technischen Universität „Otto von Guericke" Magdeburg verbunden.

Johannes Vogel legte 1948 das Abitur ab und nahm im selben Jahr das Studium an der Technischen Hochschule Dresden, Fakultät Elektrotechnik, auf. Nach Abschluß des Studiums wurde er 1953 wissenschaftlicher Assistent am Institut „Elektrische Maschinen und Antriebe". Verdienstvolle Lehrer wie Prof. *Binder* und Prof. *Pommer* haben seine wissenschaftliche Arbeit geprägt und wesentlich zu seiner fachlichen Profilierung beigetragen. Während seiner Assistentenzeit schuf er Berechnungsgrundlagen für Universalmotoren und entwickelte eine noch heute verwendete Berechnungsgleichung für die Ankerquerfeldspannung. Sein Arbeitsstil zeichnete sich schon damals durch Zielstrebigkeit, solides Fachwissen und ein ausgeprägtes Gefühl für das Wesentliche und Machbare aus. Diese Fähigkeiten kennzeichnen seinen Entwicklungsweg bis zum heutigen Tag.

1958 promovierte er zu Fragen der optimalen Gestaltung von Permanentmagneten in elektrischen Maschinen.

Schon frühzeitig erkannte Prof. *Vogel*, daß der Praxis die entscheidende Rolle bei allen wissenschaftlichen Untersuchungen zukommt. So nahm er nach der Promotion 1958 eine Tätigkeit als Betriebsingenieur im Sachsenwerk Niedersedlitz auf und wurde kurze Zeit später stellvertretender Betriebsleiter der Großmaschinenfabrik. In dieser leitenden Funktion wirkte er mit beim Bau und der Inbetriebnahme von großen Walzmotoren, Förder- und Verdichterantrieben, Wasserkraftanlagen und Turbogeneratoren. Bezeichnend für den Erfolg der von ihm dort geleisteten Arbeit ist, daß er 1960 mit der Leitung des Forschungs- und Entwicklungsbereichs für das neu gegründete Institut für Elektromaschinen des Kombinats Elektromaschinen beauftragt wurde. Damit war der Aufbau von Grundlagenforschungsgebieten für den Isolierstoffeinsatz, für Festigkeitsfragen, für die Entwicklung der ersten Rechenprogramme zur Optimierung elektrischer Maschinen und zur Entwicklung von Prüftechnologien verbunden. In seiner Funktion als stellvertretender Direktor des Instituts für Elektromaschinen und als Leiter des Arbeitskreises der Chefkonstrukteure des Kombinats hatte er wesentlichen Anteil

an der Erzeugnisentwicklung des Kombinats und der Entwicklung des Elektromaschinenbaus der DDR. Seine praktischen und theoretischen Erfahrungen waren gefragt. So wurde er beispielsweise während der Institutszugehörigkeit zeitweilig bei der Inbetriebnahme der 50- und 100-MW-Blockeinheiten im Kraftwerk Lübbenau hinzugezogen und war verantwortlich für technische Fragen aller elektrischen Antriebe bei den Kraftswerkblöcken.

1965 stellte sich Prof. *Vogel* einer neuen Aufgabe: er wurde zum ordentlichen Professor an die Technische Hochschule „Otto von Guericke" Magdeburg zur Ausbildung von Diplomingenieuren der Fachrichtung Elektrotechnik und des Maschineningenieurwesens im Fach Elektrotechnik /Elektronik berufen. Unter seiner maßgeblichen Mitarbeit und späteren Leitung bildete sich ein wissenschaftliches Profil für Elektroingenieure und für die vertiefte Ausbildung in der Elektroantriebstechnik und Elektroautomatisierungstechnik heraus. Mit der ihm eigenen Voraussicht und Sachkenntnis orientierte er schon frühzeitig auf die enge Verbindung zwischen dem Maschinenbau und der Elektrotechnik in Antriebsfragen. Er förderte aktiv das Zusammenwirken zwischen den Kombinaten SKET, TAKRAF, KAAB und KEM. Die interdisziplinäre Zusammenarbeit ist auch kennzeichnend für seine Arbeit als Hochschullehrer. In Lehre und Forschung betrachtet er die Elektroantriebstechnik als enge Verknüpfung von Prozeßbedingungen, Steuer- und Regeleinrichtungen mit dem Motor. Dieses Grundprinzip widerspiegelt sich auch in den von ihm verfaßten Lehrbüchern. Für seine Forschungsarbeiten zum Einsatz der Mikrorechentechnik für spezielle Antriebslösungen des Schwermaschinenbaus wurde er zweimal mit dem Forschungspreis „Otto von Guericke" der Technischen Universität Magdeburg ausgezeichnet. Er führte umfangreiche theoretische und experimentelle Untersuchungen zur Schaffung neuer Projektierungsmittel für die Festlegung der optimalen Leistungsgröße von Motoren durch. Die Anwendung der von ihm entwickelten Berechnungsmethode auf der Grundlage des Zweikomponentenmodells führt zu genaueren Dimensionierungsvorschriften der Motorleistung von elektrischen Antrieben und damit zu erheblichem volkswirtschaftlichen Nutzen.

In verschiedenen Leitungsfunktionen bestimmt Prof. *Vogel* maßgeblich die Entwicklung der Technischen Universität „Otto von Guericke" und der Sektion „Automatisierungstechnik und Elektrotechnik" mit. Als stellvertretender Sektionsdirektor, als Prodekan, als Dekan und als Prorektor für Naturwissenschaft und Technik setzte er seine ganze Kraft für die Belange unserer Universität ein und gab neue Impulse für die Weiterentwicklung von Lehre und Forschung.

Mit dem Namen Prof. *Vogels* ist noch eine Vielzahl von Leistungen und Aktivitäten verbunden, z. B. die Betreuung von 25 Promovenden, Autor von 3 Büchern, Mitautor in 3 weiteren Fachbüchern, langjähriger Hauptgutachter des ASMW, Vorstandsmitglied der Wissenschaftlichen Sektion „Elektroenergieübertragung und -wandlung" der KDT, Mitglied des Wissenschaftlichen Rates der Hauptforschungsrichtung „Elektroenergetik", eines ZAK des Forschungsrates und des „Rates für akademische Grade" des MHF, Vorsitzender des Redaktionsbeirates der Fachzeitschrift „ELEKTRIE".

Für seine Verdienste wurde Prof. *Vogel* 1977 mit der „Humboldt-Medaille" in Bronze, 1978 mit der „Silbernen Ehrennadel der KDT" und 1980 mit dem Titel „Verdienter Techniker des Volkes" ausgezeichnet.

Die Leitung der Technischen Universität „Otto von Guericke" Magdeburg gratuliert Prof. Dr. sc. techn. *Vogel* zu seinem 60. Geburtstag und wünscht ihm auch zukünftig Erfolg, Schaffenskraft und Ideenreichtum in seiner Arbeit sowie persönliches Wohlergehen.

Prof. Dr. sc. techn. *Reinhard Probst*
Rektor der Technischen Universität
„Otto von Guericke" Magdeburg

EA 3096

Berechnung der Verluste in umrichtergespeisten Drehstrom-Asynchronmaschinen kleiner Leistung

K. Riemekasten, KDT, Magdeburg

Herrn Prof. Dr. sc. techn. *Johannes Vogel* zum 60. Geburtstag

Der umrichtergespeiste Drehstrom-Asynchronmotor zieht in immer stärkeren Maße in die industrielle Anwendung ein. Die Projektierung solcher Antriebe erfordert die sichere Vorausbestimmung der elektrischen und mechanischen Eigenschaften einer Umrichter-Motor-Paarung. Von besonderer Bedeutung bei der Auswahl einer Antriebslösung sind die bei Umrichterspeisung entstehenden Verluste. Im folgenden werden Ergebnisse von Untersuchungen zur Verlustentwicklung umrichtergespeister Asynchronmaschinen im Bereich kleiner Leistung und die Schlußfolgerungen für den Berechnungsalgorithmus vorgestellt.

1. Einzelverluste der Asynchronmaschine bei Umrichterspeisung

Zur Bestimmung des Verlustverhaltens wurden 2 Asynchronmotor-Antriebe von 1,5 kW bzw. 5,5 kW Leistung experimentell untersucht. Die Untersuchungen erstreckten sich auf die

— Leerlaufmessungen bei unterschiedlichen Frequenzen und sinusförmigen Spannungen
— Belastungsmessungen bei Umrichterspeisung, wobei die Gesamtverlustleistung sowie Strom- und Spannungsspektren ermittelt wurden.

Die experimentellen Ergebnisse lassen sich zur Bestimmung von Einzelverlusten nutzen. Aus den Leerlaufmessungen ergibt sich mit sehr guter Anpassung an die Meßergebnisse das Verhalten der Eisen- und Reibverluste zu

$$P_{\mathrm{VFe}} = \left(\frac{\Phi}{\Phi_{\mathrm{N}}}\right)^2 [a_1 f_1/f_{1\mathrm{N}} + b_1 (f_1/f_{1\mathrm{N}})^2], \tag{1}$$

$$P_{\mathrm{VR}} = [a_2 + b_2 (n/n_{\mathrm{N}})^2]\, n/n_{\mathrm{N}}. \tag{2}$$

a, b Faktoren,
$f_1, f_{1\mathrm{N}}$ Ständerfrequenz bzw. Ständernennfrequenz,
n, n_{N} Drehzahl bzw. Nenndrehzahl,
Φ, Φ_{N} Fluß bzw. Nennfluß.

Mit (1) werden die Eisenverluste der Grund- und Oberschwingungen aus dem jeweiligen Spannungsspektrum und dem Motor-Ersatzschaltbild bestimmt. Aus den Belastungsmessungen lassen sich die Wicklungsverluste der Grund- und Oberschwingungen des Ständers aus dem jeweiligen Stromspektrum berechnen, die Grundschwingungsverluste wurden aus

$$P_{\mathrm{VCu2}} = M\, \Omega_0\, s, \tag{3}$$

M Last- und Reibmoment,
Ω_0 synchrone Winkelgeschwindigkeit,
s Schlupf,

berechnet. Die Oberschwingungsverluste im Läuferkreis ergeben sich aus dem Ersatzschaltbild und dem gemessenen Spannungsspektrum [1].
Die so aus den Messungen berechneten Verlustanteile sind für den 1,5-kW-Antrieb, der von einem Umrichter mit Spannungszwischenkreis, gepulst mit konstanter Frequenz unter 50 Hz und getaktet über 50 Hz, gespeist wurde, als Funktion des Moments in den Bildern 1 und 2 dargestellt [2]. Die Differenz der Summe dieser Verluste zu den gemessenen Gesamtverlusten ist als Zusatzverlust P_{VZ} gekennzeichnet. Dieser Anteil ist verhältnismäßig hoch und läßt

Dr.-Ing. *Klaus Riemekasten* ist wissenschaftlicher Oberassistent an der Technischen Universität „Otto von Guericke" Magdeburg, Sektion Automatisierungstechnik und Elektrotechnik, Wissenschaftsbereich Elektroantriebstechnik und Elektroautomatisierungstechnik.

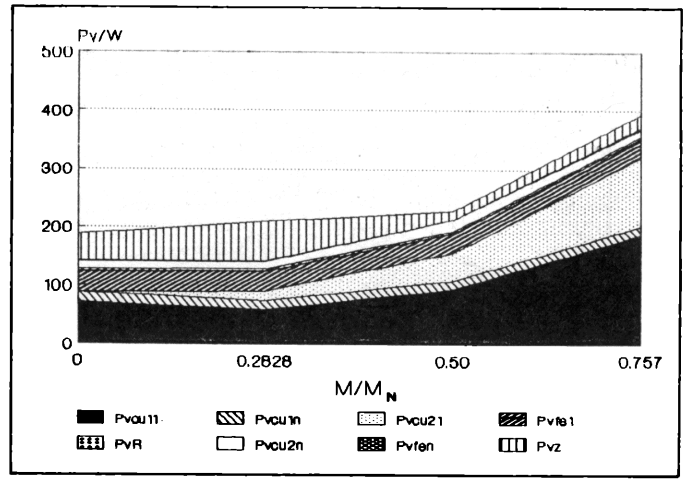


Bild 1. Verlustanteile bei Betrieb mit 25 Hz und verschiedenen Momenten

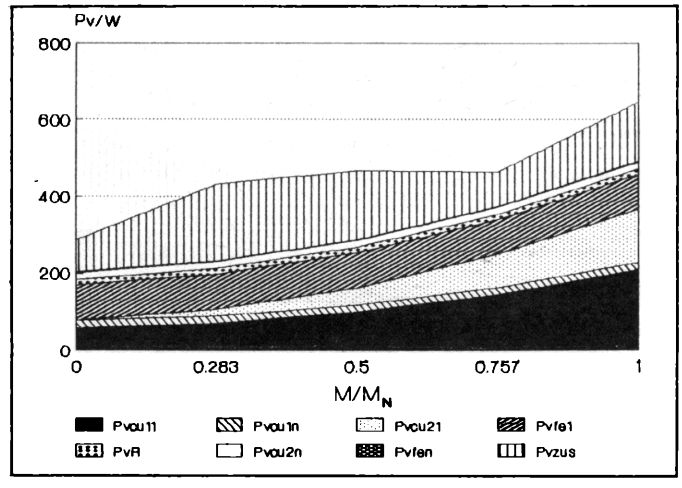


Bild 2. Verlustanteile bei Betrieb mit 50 Hz und verschiedenen Momenten

sich mit guter Näherung aus den gemessenen Zusatzverlusten bei Nennbetrieb P_{VZN} am Drehstromnetz berechnen:

$$P_{\mathrm{VZ}} = P_{\mathrm{VZN}} \cdot \frac{n}{n_{\mathrm{N}}} \cdot \frac{\Sigma I_{1\nu}{}^2}{I_{1\mathrm{N}}{}^2}. \tag{4}$$

Wird die Höhe der einzelnen Verlustanteile miteinander verglichen, so sind die lastabhängigen Grundschwingungs-Wicklungsverluste, die Grundschwingungs-Eisenverluste sowie die Zusatzverluste dominierend. Bei etwa 100 Hz Grundschwingungsfrequenz ist ein besonders starkes Ansteigen der Verluste erkennbar, das auf das Verhalten des verwendeten Umrichters bei höherer Belastung über 50 Hz zurückzuführen ist.
In diesem Fall reichte die Glättung im Zwischenkreis nicht aus, so daß zusätzliche Harmonische durch die nicht konstante Zwischenkreisspannung auftreten.
Die Bilder 3 und 4 verdeutlichen die Frequenz- bzw. Drehzahlabhängigkeit der Verluste bei konstanter Belastung. Bild 3 zeigt eine Zunahme der Eisenverluste auch im Bereich über 50 Hz hinaus, da die Zwischenkreisspannung in diesem Bereich im verwendeten Umrichter nicht geregelt wurde und im Leerlauf ein erhöhter Grundwellenanteil der Strangspannung vorlag.
Aus den vorgestellten Meßergebnissen sind folgende Schlüsse zu ziehen, um die Vorausberechnung der Verluste auch bei Antrieben kleiner Leistung mit hoher Treffsicherheit vornehmen zu können:

— Die Grundwellenanteile der Eisen- und Wicklungsverluste sowie die Zusatzverluste sind wegen ihres hohen Anteils an den Gesamtverlusten möglichst genau zu bestimmen.
— Die Spannungs-Frequenz-Kennlinie sowie die Belastungscharakteristik des Umrichters haben starken Einfluß auf die Gesamtverluste in der Maschine.

2. Algorithmus zur Berechnung der Verluste der umrichtergespeisten Drehstrom-Asynchronmaschine

Für die Zwecke der Projektierung ist es notwendig, von den geforderten Größen Belastungsmoment und Drehzahl auszugehen. Wegen

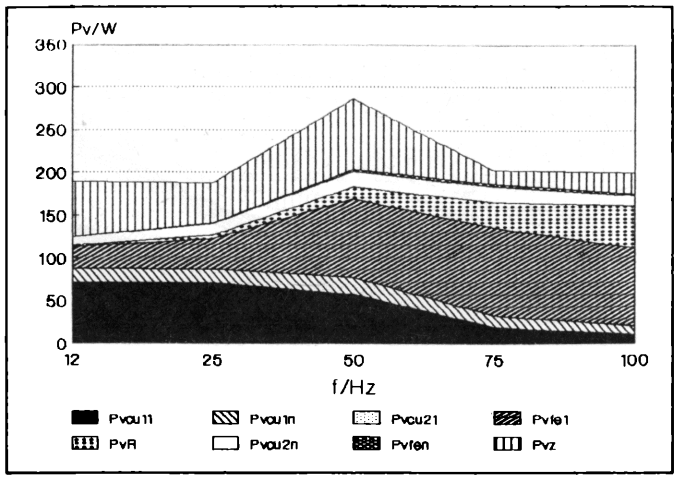


Bild 3. Verlustanteile im Leerlauf bei verschiedenen Frequenzen

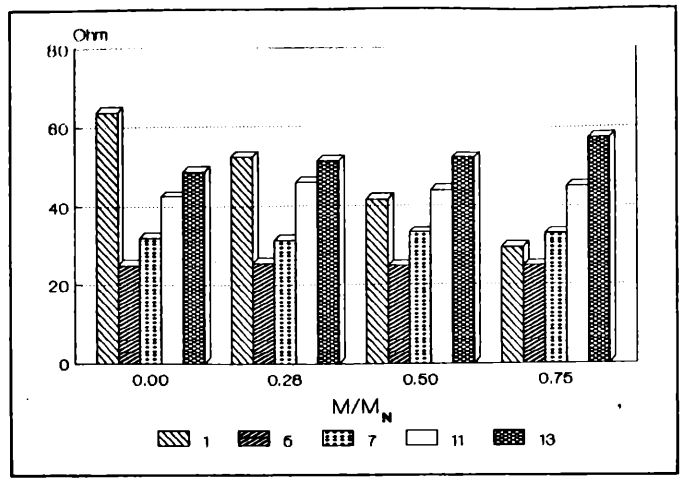


Bild 6. Gemessene Widerstände des Ersatzschaltbildes für Grund- und Oberschwingungen bei unterschiedlicher Belastung und 25 Hz Grundschwingung

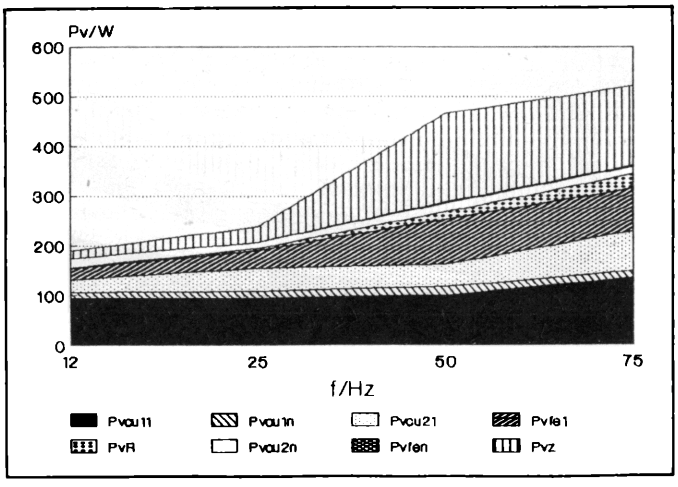


Bild 4. Verlustanteile bei halber Nennlast und verschiedenen Frequenzen

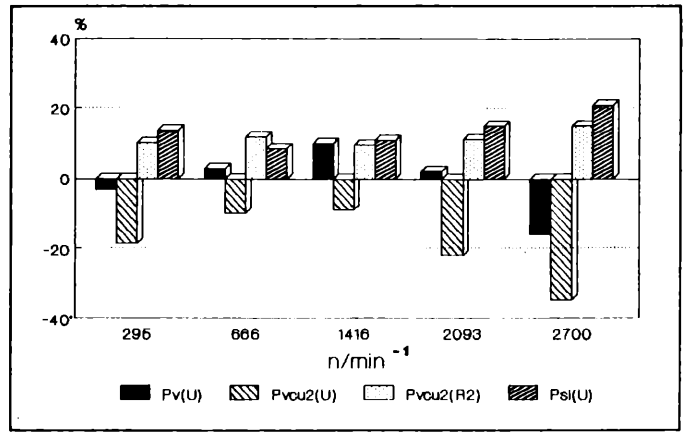


Bild 7. Änderung der Verlustanteile und der Flußverkettung bei 10 %iger Spannungs- bzw. Läuferwiderstandsänderung

der hohen Grundwellenverlustanteile ist die Berechnung des sich ergebenden Arbeitspunktes, charakterisiert durch Spannung und Frequenz, ausschlaggebend für die Genauigkeit der Berechnung der Verluste. Die gemessenen Strom- und Spannungsspektren lassen sich nutzen, die läuferseitigen Ersatzschaltbildparameter mit der Regressionsanalyse zu bestimmen. Damit wurde das im Bild 5 dargestellte Ersatzschaltbild der Grundwellenverkettung eines Maschinenstranges als gute Anpassung an die Meßergebnisse ermittelt. In ihm sind die von der Grundwelle herrührenden Eisen- und Zusatzverluste nach (1) und (2) durch R_V berücksichtigt. Die Lastabhängigkeit der Spannung des Umrichters im Bereich oberhalb 50 Hz ist mit dem Widerstand R_U näherungsweise in die Rechnung einbeziehbar. Die Reibungsverluste werden durch entsprechende Erhöhung des Belastungsmomentes berücksichtigt.

Auf der Grundlage dieses Ersatzschaltbildes wurde ein Gleichungssystem mit insgesamt 12 Gleichungen, einschließlich der Spannungs-Frequenz-Kennlinie des Umrichters aufgestellt, das mit Gauß-Elimination und Newton-Iteration lösbar ist.

Die Berechnung der Oberschwingungsverluste wurde mit dem gleichen Ersatzschaltbild durchgeführt. Werden aus den Spannungs- und Stromspektren die Beträge der komplexen Gesamtwiderstände des Stranges berechnet, so ergibt sich beispielsweise Bild 6. Danach ist zu erkennen, daß die Oberschwingungsströme fast ausschließlich von den Streureaktanzen abhängen. Die Auswertung der Messungen

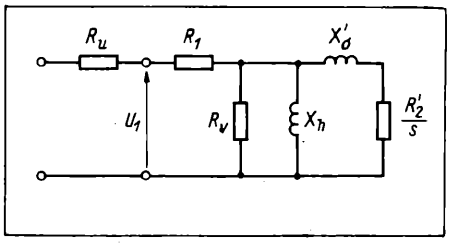


Bild 5
Aus Regressionsanalyse gewonnenes Ersatzschaltbild

und Rechnungen mit Hilfe der Regressionsanalyse läßt den Einfluß der Sättigung der Streuflußwege auf die Größe der Oberwellenströme in der Größenordnung von 10 % erkennen.

3. Einfluß von Parameteränderungen auf die Verluste

Zur Abschätzung von Fehlereinflüssen auf die Genauigkeit der Berechnung der Verluste sowie zur Entscheidung über die zu wählenden Parameter des Motors oder Umrichters nach Gesichtspunkten der Verlustentwicklung wurde das oben in seinen Grundzügen beschriebene Programm genutzt. Es stellte sich heraus, daß vor allem die Änderung der Grundwellenspannung und die Änderung des Läuferwiderstandes Einfluß auf die Verluste des Motors haben. Ebenfalls für den 1,5-kW-Antrieb sind im Bild 7 die Änderungen der Gesamtverluste, der Läufer-Wicklungsverluste und der Flußverkettung bei einer Anhebung der Spannungs-Frequenz-Kennlinie um 10 % bzw. der Vergrößerung des Läuferwiderstandes um 10 % als Funktion der Drehzahl bei einem konstanten Belastungsmoment dargestellt.

Im betrachteten Beispiel ist der Einfluß der Änderung der Spannungs-Frequenz-Kennlinie auf die lastabhängigen Wicklungsverluste besonders groß. Am stärksten ausgeprägt sind die Änderungen im Bereich der Flußschwächung. Für die Berechnung der Verluste ist daraus abzuleiten, daß Strangspannung und Läuferwicklungswiderstand möglichst genau in die Berechnung einzuführen sind, wenn die Fehler der Verlustrechnung begrenzt werden sollen. Als Konsequenz ergibt sich daraus, die Temperatur der Wicklungen bei der Bestimmung der Verluste zu berücksichtigen. Für die Berechnungen zur Projektierung von Umrichterantrieben ist deshalb die Bestimmung der Wicklungstemperatur in die Verlustrechnung einzubeziehen.

4. Zusammenfassung

Durch experimentelle Untersuchungen wurde festgestellt, daß die Grundwellenverluste im Eisen und in den Wicklungen sowie die Zu-

Motorüberwachung auf der Basis der Bestimmung des Lebensdauerverbrauchs

R. Busch, KDT, Magdeburg

Herrn Prof. Dr. sc. techn. *Johannes Vogel* zum 60. Geburtstag

1. Notwendigkeit neuer Verfahren der Motorüberwachung

Die Lösung der heute vor jeder Volkswirtschaft stehenden Aufgabe der Einsparung von Rohstoffen, Materialien, Halbzeugen und Energie wird auf dem Gebiet der elektrischen Maschinen und Antriebe zu einer höheren Auslastung der Elektromotoren führen, was konkret den Einsatz kleinerer Maschinen für eine gegebene Antriebsaufgabe bedeutet. Die wissenschaftlich-technischen Voraussetzungen dafür, nämlich genauere Berechnungsverfahren, die es ermöglichen, von den in der Vergangenheit bei der Motorprojektierung benutzten hohen Sicherheitszuschlägen abzusehen, wurden durch *Vogel* [1] [2] auf der Basis eines Zweikomponentenmodells für die Motorerwärmung geschaffen.

Die Erhöhung der Motorauslastung wird zum Ergebnis haben, daß im Betrieb Wicklungstemperaturen auftreten, die in der Nähe der zulässigen Grenztemperaturen liegen, diese sogar zeitweise erheblich überschreiten. Dadurch ist die Motorwicklung, wie in den meisten Fällen bisher, nicht mehr ein Element, das wegen seiner im Vergleich zu anderen Antriebselementen hohen Lebensdauer kaum beachtet werden muß, sondern wird zunehmend zu einem Verschleißobjekt, dessen Überwachung eine besondere Wichtung erhält.

Die seit den Anfängen der elektrischen Antriebstechnik bis heute praktizierten Prinzipien des thermischen Motorschutzes, die darauf beruhen, das Überschreiten einer vorgegebenen festen Wicklungstemperatur zu verhindern, sind dann nicht mehr uneingeschränkt anwendbar und müssen durch andere Verfahren ergänzt bzw. vollständig abgelöst werden. Dafür zwei Beispiele:

1. Durch die generell höher liegenden Wicklungstemperaturen ist es nicht mehr gleichgültig (im Vergleich zu der bisher praktizierten Unterlastung), ob der Motor z. B. zehnmal je Stunde oder zehnmal je Woche den Spitzenbelastungen ausgesetzt ist. Ein nur die Temperatur bewertendes Schutzglied behandelt beide Fälle, jedoch völlig gleichwertig.
2. Ein wichtiges Verfahren für die Verbesserung der Auslastung des Elektromotors ist die lebensdauerorientierte Antriebsprojektierung, bei der zeitweilige Überschreitungen der Grenztemperatur der Wicklung bei wechselnder Last zum Prinzip der Methode gehören. Ein Motor in diesem Betriebsregime kann mit auf eine feste Temperaturgrenze fixierten Auslösern, selbst wenn die Temperatur gemessen, also nicht über den Strom bestimmt wird, nicht geschützt werden.

Letzteres wird im folgenden näher erläutert.

Lebensdauerorientierte Projektierung bedeutet, einen Motor bei Vorgabe der Lastspiele über die Bestimmung der Wicklungstemperatur so auszuwählen, daß die Wicklung eine Lebensdauer L_0 hat, die den Vorstellungen des Anwenders entspricht [3]. Für Niederspannungswicklungen, die im wesentlichen thermisch altern [4], kann man entsprechend dem Alterungsgesetz von *Büssing* (s. Gl. 1) dieser geforderten Lebensdauer L_0 eine (konstante) Temperatur $T = T_0$ bzw. $\vartheta = \vartheta_0$ zuordnen, bei deren dauernder Einwirkung die vom Anwender geforderte Lebensdauer erreicht würde. Der Nachweis, daß es möglich ist, zeitlich veränderliche Temperaturen durch eine sie in bezug auf Wicklungsalterung repräsentierende Dauertemperatur zu ersetzen, wurde für einige Isoliersysteme u. a. in [5] erbracht.

Liegt nun wechselnde Belastung vor, dann muß diese „äquivalente Dauertemperatur" in Phasen hoher Last über- und in Phasen niedriger Last unterschritten werden und zwar so, daß der in bezug auf ϑ_0 gegebene „Lebensdauerüberverbrauch" in Phasen hoher Last durch die in bezug auf ϑ_0 geschaffenen „Lebensdauerreserven" in Phasen niedriger Last gerade kompensiert wird. Bild 1 zeigt einen möglichen Belastungsverlauf und den zugehörigen Verlauf der Wicklungsübertemperatur ϑ_1 mit der Überlastphase zwischen t_0 und t_2 und der Unterlastphase zwischen t_2 und t_4 (es ist ohne weiteres einzusehen, daß die Zeit bis t_4, nach deren Ablauf der vorherige Überverbrauch kompensiert sein muß, sehr groß sein kann). Für den Motorschutz ist nun eine Einstellung auf Werte zwischen ϑ_0 und der maximal auftretenden Temperatur nicht möglich, weil sonst ständig ausgelöst würde und so der Motor nicht lebensdauerorientiert arbeiten kann. Die allein übrigbleibende Einstellung auf ϑ_0' läßt aber beispielsweise für den Fehlerfall einer Überlastung ab dem Zeitpunkt t_3 wegen der möglichen erheblichen Überschreitung von ϑ_0 über längere Zeit einen hohen „Lebensdauerverbrauch" zu, der nicht mehr kompensierbar ist. Die auf die feste Temperatur ϑ_0' eingestellte Schutzeinrichtung spricht dabei nicht an.

Das Schutzkonzept muß also nicht nur die Temperatur sondern auch deren Einwirkungsdauer einbeziehen und somit den „Lebensdauerverbrauch" (LDV) bewerten, der auch die Grundlage für die lebensdauerorientierte Projektierung bildet. Auf die Notwendigkeit einer Übereinstimmung von Projektierungs- und Schutzprinzip wurde bereits in [6] verwiesen.

Das genannte Prinzip der Motorüberwachung ist nicht nur auf die in den beiden Beispielen beschriebenen Fälle begrenzt sondern allgemein vorteilhaft anwendbar. Notwendig ist es immer dann, wenn zeitweise Wicklungstemperaturen auftreten, die höher liegen als eine Temperatur, auf die sich die Lebensdauererwartung stützt. Im folgenden werden einige Grundlagen und Anwendungsaspekte für den Motorwicklungsschutz auf der Basis der Bestimmung des LDV dargestellt. Da sie auf den Gesetzen der thermischen Alterung beruhen, beziehen sie sich nur auf Niederspannungswicklungen.

2. Grundlagen

Ausgangspunkt sind die in [7] aufgestellten Lebensdauergesetze, deren einfachste und gebräuchlichste Form in folgender Weise geschrieben wird:

$$L = A \cdot \exp\left(\frac{B}{T}\right). \tag{1}$$

Darin sind A (Lageparameter) und B (Steigungsfaktor) experimentell zu bestimmende Konstanten. Bei der maximal zulässigen Dauertemperatur ϑ_0 bzw. T_0 ergibt sich daraus die „Normallebensdauer" L_0, für die bei „normalen Bedingungen" gewöhnlich ein Mindestwert von 30000 h angegeben wird [8]. Dieser Wert ist aus naheliegenden Gründen sehr unsicher.

Dr.-Ing. *Rudolf Busch* ist Dozent an der Technischen Universität „Otto von Guericke" Magdeburg, Sektion Automatisierungstechnik und Elektrotechnik Wissenschaftsbereich Elektroantriebstechnik und Elektroautomatisierungstechnik.

---

satzverluste die dominierenden Verlustanteile sind. Die Wicklungs- und die Eisenverluste lassen sich mit den bekannten Gleichungen berechnen, die Zusatzverluste sind aus den gemessenen Nennzusatzverlusten bei Netzbetrieb unter Berücksichtigung der Stromoberschwingungen berechenbar. Aus der Regressionsanalyse der Grund- und Oberschwingungsspannungen und -ströme wurde festgestellt, daß im Ersatzschaltbild mit guter Anpassung die ständer- und läuferseitige Streuung zusammengefaßt werden kann. Die Spannungs-Frequenz-Kennlinie und die Belastungskennlinie des Umrichters bestimmen in starkem Maße die Verlusthöhe mit. Bei der Vorausbestimmung der Verluste sind deshalb diese Kennlinien möglichst genau in die Rechnung einzubeziehen. In die Berechnung der Frequenz und der Spannung bei vorgegebenen Größen für Drehzahl und Moment sind die Zusatz- und Eisenverluste zu berücksichtigen. Liegt eine Lastabhängigkeit der Grundwellenspannung bei ungeregelten Umrichtern vor, so kann es näherungsweise durch einen Ersatzwiderstand des Umrichters berücksichtigt werden.

Neben der Spannungsänderung wirkt sich die Änderung des Läuferwiderstandes besonders stark auf die Verluste aus. Bei der Berechnung der Verluste zur Projektierung eines Umrichterantriebs ist die Einbeziehung der mittleren Wicklungstemperatur in die Verlustberechnung sinnvoll.

Literatur

[1] *Budig, K. P.:* Drehzahlvariable Drehstromantriebe mit Asynchronmotoren. Berlin: VEB Verlag Technik 1988

[2] *Brandes, J.:* Zusätzliche Verluste bei Induktionsmaschinen mit Käfigläufer. etz Bd. 108 (1987) 8, S. 316

EA 6049

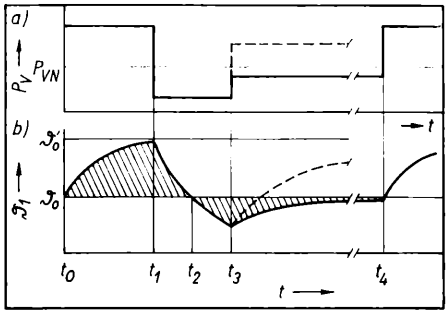


Bild 1. Belastungs- bzw. Verlustleistungsverlauf (a) und Verlauf der Wicklungstemperatur (b)
——— ohne Störung, – – – – mit Störung

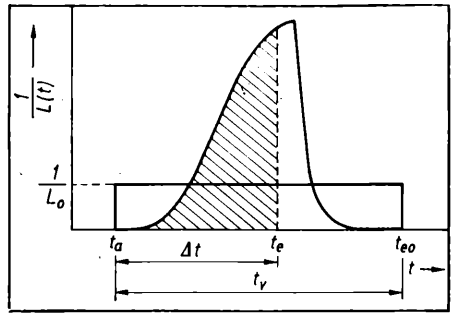


Bild 2. Zur Ableitung der Größe t_V

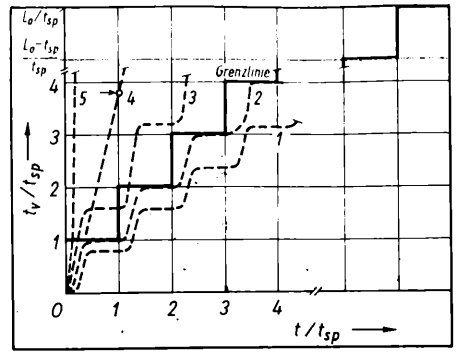


Bild 4. Lebensverbrauchsdiagramm, normiert
1 LDV für $t_{vsp} < t_{sp}$ (Unterlastung)
2 LDV für $t_{vsp} = t_{sp}$ (LD-Orientierung)
3 LDV für Lasterhöhung
4 LDV für t_B-Verlängerung
5 LDV für Läuferblockierung

Bei wechselnder Belastung ist die Wicklungstemperatur eine Zeitfunktion $T = T(t)$. Auch für diesen Fall stammt das Lebensdauergesetz von *Büssing* [7]:

$$\int_0^L \frac{\mathrm{d}t}{L(t)} = \frac{1}{A}\int_0^L \exp\left(-\frac{B}{T(t)}\right)\mathrm{d}t = 1. \tag{2}$$

Büssing spricht in diesem Zusammenhang bereits von „verbrauchter Lebensdauer", die bei Erstreckung des Integrals über die gesamte Lebensdauer nach (2) den Wert „Eins" annimmt. Ein beliebiger LDV-Wert im Betriebsintervall zwischen t_a und t_e ist dann

$$l_v = \int_{t_a}^{t_e} \frac{\mathrm{d}t}{L(t)} \leqq 1. \tag{3}$$

l_v ist also ein dimensionsloser bezogener Wert des LDV. $L(t)$ ist durch $T(t)$ im Intervall bestimmt.
Für die Handhabung ist es günstiger, wenn der LDV eine verflossene Zeit darstellt, also die Dimension Minute oder Stunde hat und sich auf eine feste Temperatur, für die T_0 gewählt wird, bezieht. Zur Veranschaulichung der Ableitung einer solchen Größe dient Bild 2, in dem eine für Kurzzeitbetrieb des Motors typische Funktion $1/L(t) = f(t)$ dargestellt ist. Der bezogene LDV ist nach (3) gleich der Fläche unter der Kurve $1/L(t)$ innerhalb der Grenzen t_a und t_e. Setzt man die Wicklung nicht der sich in diesem Intervall ändernden Temperatur $T(t)$ sondern der konstanten Temperatur T_0 aus, dann wird der gleiche LDV auftreten, wenn deren Einwirkungszeit t_V ist. Dabei ist t_V durch die Bedingung festgelegt, daß die unter den Kurven $1/L(t)$ und $1/L_0$ liegenden Flächen gleich sind, also

$$\frac{t_V}{L_0} = \int_{t_a}^{t_{e0}} \frac{\mathrm{d}t}{L_0} = \int_{t_a}^{t_e} \frac{\mathrm{d}t}{L(t)}, \tag{4}$$

woraus

$$t_V = \int_{t_a}^{t_e} \frac{L_0}{L(t)}\,\mathrm{d}t \tag{5}$$

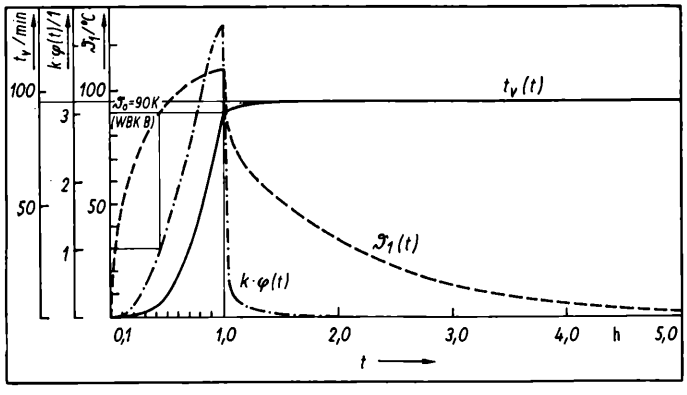


Bild 3. Verlauf der Wicklungsübertemperatur, der Funktion $k\,\varphi(t)$ sowie des „Lebensdauerverbrauchs" bei S2-Betrieb mit $\vartheta_{1e} = 115$ K, $\vartheta_{amb} = 40$ °C, $B = 13000$ K
KMR 90 L4: $\frac{\vartheta_1}{\vartheta} = 0{,}26$; $\frac{\vartheta_2}{\vartheta} = 0{,}74$
$\tau_1 = 1{,}5$ min; $\tau_2 = 22$ min; $\tau_{2St} = 68$ min

folgt. t_V mit der Dimension Zeit hat folgende anschauliche Bedeutung: Ist eine Wicklung in der Zeit zwischen t_a und t_e einem beliebigen Temperaturverlauf $T(t)$ ausgesetzt, dann altert sie in dem gleichen Maße als wäre sie in der Zeit t_V der (konstanten) Temperatur T_0 ausgesetzt gewesen. Nachfolgend wird unter LDV stets die Größe t_V verstanden.
Bei abgelaufener Lebensdauer ist $t_V = L_0$ und aus (5) wird (2).
Lebensdauerorientierung auf den Wert L_0 heißt nun, $L(t)$ so zu bestimmen, daß (2) in

$$\int_0^{L_0} \frac{\mathrm{d}t}{L(t)} = 1 \tag{6}$$

übergeht, oder, bezogen auf ein Spiel bei Periodizität

$$\frac{L_0}{t_{sp}}\int_0^{t_{sp}} \frac{\mathrm{d}t}{L(t)} = 1, \tag{7}$$

$$t_{sp} = \int_0^{t_{sp}} \frac{L_0}{L(t)}\,\mathrm{d}t. \tag{7a}$$

Folgende Übersicht stellt, schaltspielbezogen, das Charakteristische von lebensdauerorientierter Projektierung und Motorschutz gegenüber.

Projektierung	Schutz
$t_{sp} \overset{!}{=} \int_0^{t_{sp}} \frac{L_0}{L(t)}\,\mathrm{d}t$ (7a)	$t_V = \int_0^{t} \frac{L_0}{L(t)}\,\mathrm{d}t$ (5a)
von Interesse:	
Wert des bestimmten Integrals in den Schaltspielgrenzen	Zeitliche Entwicklung des Integrals, d.h. $t_V = t_V(t)$, auch für Zeiten $t > t_{sp}$
Aufgabe:	
$L(t)$, d.h., den Motor bei vorgegebenem Belastungsspiel so bestimmen, daß (7a) erfüllt ist.	t_V so begrenzen, daß ein vorgegebenes Kriterium $t_V < t_{V,grenz}$ erfüllt wird.

Für den LDV nach Ablauf des Spiels folgt aus (5a)

$$t_{vsp} = \int_0^{t_{sp}} \frac{L_0}{L(t)}\,\mathrm{d}t. \tag{8}$$

Entspricht $L(t)$ dem für lebensdauerorientierte Projektierung notwendigen Verlauf, dann folgt mit (7a)

$$t_{vsp} = t_{sp}. \tag{9}$$

Gleichung (9) ist eine Grundbeziehung für die Aufstellung von LDV-Schutzkriterien, deren Problematik im nächsten Abschnitt beschrieben wird.

3. Einige Aspekte der praktischen Anwendung

Zur Berechnung des LDV nach (5) ist die Bestimmung von $L(t)$ bzw. $T(t)$ erforderlich. Dazu muß der Temperaturverlauf bestimmt werden. Das kann durch Messung oder, wenn der Temperatursensor bei z.B. schnellen Stromänderungen zu träge ist, durch eine Kombination von Messung und Erwärmungsmodell realisiert werden. In jedem Fall ist der Temperaturverlauf im Zeitraster Δt abzu-

tasten und aus zwei benachbarten Temperaturwerten diejenige (konstante) Temperatur zu bestimmen, die den gleichen LDV wie die in Wirklichkeit zeitveränderliche Temperatur zwischen den Tastzeitpunkten bewirkt [9]. Hat diese Temperatur im i-ten Intervall der Länge Δt den Wert T_i, dann folgt für den LDV in diesem Intervall entsprechend (5)

$$t_{vi} = \frac{L_0}{L_i} \Delta t, \tag{10}$$

$$t_{vi} = \Delta t \cdot \exp\left[B\left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T_i}\right)\right]. \tag{11}$$

Aus dieser Darstellung sind folgende Werte oder Wertebereiche für t_{vi} erkennbar:

$T_i < T_0$; $t_{vi} < \Delta t$.

Der LDV ist kleiner als die (Echt-)Zeit Δt. Die Alterung verläuft also langsamer als bei der Bezugstemperatur T_0:

$T_i > T_0$; $t_{vi} > \Delta t$.

Die Alterung verläuft schneller als bei Bezugstemperatur T_0.

$T_i = T_0$; $t_{vi} = \Delta t$:

Die Alterung verläuft wie bei der Bezugstemperatur T_0.
Nach Ablauf von n Intervallen entspricht die Wicklungsalterung derjenigen bei der Bezugstemperatur, wenn die Bedingung

$$\sum_{i=1}^{n} t_{vi} = n \cdot \Delta t \tag{12}$$

erfüllt ist [s. auch Gl. (9)]. Soll der Motorschutzschalter ansprechen, wenn der aktuelle LDV denjenigen bei Bezugstemperatur übersteigt, dann ist entsprechend (11) und (12) das dafür gültige Auslösekriterium:

$$\frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} \exp\left[B\left(\frac{1}{T_i} - \frac{1}{T_0}\right)\right] < 1. \tag{13}$$

Die Größen Δt und n sind prozeß-, motor- und rechnerabhängig festzulegen. Zusammen mit B und T_0 erfolgt eine Eingabe in den Lebensdauerverbrauchsrechner, der mit dem Tastwert T_i das Auslösekriterium (13) prüft.
Bei dieser Art des Motorschutzes ist es nicht immer einfach, das Auslösekriterium zu formulieren. Zur Verbesserung der Übersicht soll ein sog. Lebensdauerverbrauchsdiagramm dienen, das im Bild 4 dargestellt ist. Zunächst wird jedoch an Hand von Bild 3 dessen Entstehung auf der Basis eines praktischen Beispiels erläutert.
Für die Drehstromasynchronmaschine KMR 90 L4 mit den im Bild 3 angegebenen wärmetechnischen Daten wurde ein S2-Lastspiel mit $t_B = 1$ h und $t_{Sp} = 5$ h angenommen. Die Belastung soll so hoch sein, daß die (stationäre) Endübertemperatur $\vartheta_{1e} = 115$ K ist. Damit ergibt sich der dargestellte Verlauf der Wicklungsübertemperatur $\vartheta_1(t)$. Aus (5a) folgt für den LDV:

$$t_v = \int_0^t \left(\exp\frac{B}{T_0}\right) \exp\left(-\frac{B}{T(t)}\right) \mathrm{d}t, \tag{14}$$

$$t_v = \int_0^t k\,\varphi(t)\,\mathrm{d}t \tag{15}$$

mit

$$k = \exp\left(\frac{B}{T_0}\right),$$

$$\varphi(t) = \exp\left(-\frac{B}{T(t)}\right).$$

Die Funktion $k\,\varphi(t)$ und deren Integral, das t_v darstellt, sind ebenfalls im Bild 3 eingezeichnet. Zur Berechnung wurde dabei, abweichend von den Gepflogenheiten bei der Projektierung, als Grenzübertemperatur $\vartheta_0 = 90$ K angenommen, da die heißeste Stelle der Wicklung die Lebensdauer bestimmt.
Man erkennt einen charakteristischen Verlauf von t_v für S2-Betrieb. Der LDV nach Ablauf des Schaltspiels beträgt im Beispiel $t_{vSp} \approx 95$ min. Praktisch wird dieser Wert bereits nach etwa 70 min erreicht. Bei einer Bewertung zu diesem Zeitpunkt liegt also „Überverbrauch" vor. Nach Ablauf des Schaltspiels bei $t = t_{Sp} = 300$ min erkennt man jedoch, daß nur etwa 1/3 des zulässigen LDV in Anspruch genommen wurde.
Bei entsprechender zeitlicher Ausdehnung und Bezug aller Zeiten auf t_{Sp} erhält man das normierte LDV-Diagramm Bild 4.

Es ermöglicht eine übersichtliche Darstellung einer aktuellen LDV-Situation. Der Verlauf von $t_v = t_v(t)$ ist für vollständige Inanspruchnahme (am Ende eines Schaltspiels $t_v = t_{Sp}$) und für nicht vollständige Inanspruchnahme (am Ende eines Schaltspiels $t_v < t_{Sp}$) gezeigt. Da der zur Verfügung stehende LDV jedoch an jeder beliebigen Stelle des Intervalls in Anspruch genommen werden kann, ist die im Bild 4 angegebene „Grenzlinie" als Orientierungslinie für die Einschätzung des LDV geeignet. Die jeweilige LDV-Situation wird durch Bestimmung von t_v und Messung der Echtzeit ermittelt. Das Wertepaar t_v, t ergibt die Koordinate im LDV-Diagramm. Aus der Position dieser Koordinate in bezug auf die Grenzlinie kann die jeweilige LDV-Lage eingeschätzt werden. Dabei sind die Beurteilungsmaßstäbe nicht an ein festes Auslösekriterium [z. B. nach (13)] gebunden sondern jederzeit an die Gesamtsituation des Antriebs im technologischen Prozeß anpaßbar.
Zur weiteren Verdeutlichung sind im Bild 4 die Verläufe von t_v für zwei für S2-Betrieb typische Fehlerfälle, nämlich Lasterhöhung und t_B-Verlängerung und darüber hinaus für Läuferblockierung eingetragen.
Aus dem Diagramm sind noch zwei wesentliche Zeitinformationen zu gewinnen:

1. aus der Lage zweier Koordinaten zueinander durch lineare Extrapolation und Schnittpunktermittlung mit der Linie L_0/t_{Sp} die Zeit (Abszissenabschnitt), die dem Motor bis zum Ausfall noch bleibt, wenn er unter den gleichen Bedingungen, die bei der Ermittlung der Koordinaten bestanden, weiterlaufen würde, und
2. aus dem kürzesten Abstand zwischen einer der gemessenen Koordinaten und der Linie L_0/t_{Sp} (Ordinatenabschnitt) diejenige Zeit, die bis zum Ausfall verbleibt, wenn der Motor ab dem Meßzeitpunkt mit der konstanten Wicklungstemperatur T_0 weiterbetrieben würde.

Da aber, wie bereits erwähnt, L_0 mit großer Unsicherheit behaftet ist, sind es auch diese beiden genannten Zeiten.

4. Schlußbemerkungen

Beim lebensdauerorientierten Motorschutz handelt es sich um die Überwachung betriebs- oder fehlerbedingter Überlastungen der Wicklung mit dem Ziel, eine vorausbestimmte Lebensdauer zu sichern. Dabei sind nicht ohne weiteres alle Fehlerzustände des Motors einbezogen. Beispielsweise erfordert die Erfassung einer Läuferblockierung wesentlich kleinere Abtastzeiten und damit eine wesentlich höhere Rechnerbelastung als z. B. die Erfassung einer normalen Lasterhöhung (s. Bild 4). Deshalb kann es unter Umständen erforderlich sein, schnell verlaufende Fehlerzustände nicht auf der Basis des Lebensdauerverbrauchs sondern auf andere Weise zu behandeln.
Wie bereits bemerkt, ist die sich anbietende Restlebensdauerberechnung aus $L_R = L_0 - \Sigma t_{vi}$ nur mit großer Unsicherheit, eventuell innerhalb tolerierbarer Fehlergrenzen überhaupt nicht möglich. Für die Bestimmung von L_R, was Aufgabe der Motordiagnose ist, wird man deshalb wahrscheinlich auf andere Verfahren zurückgreifen müssen, z. B. [6] [10] [11].
Der Lebensdauerverbrauch t_v oder kumulativ Σt_{vi} hat also für die Zwecke der Motordiagnose wahrscheinlich nur eine stark eingeschränkte, für den Motorschutz jedoch eine große Aussagekraft.

Literatur

[1] *Vogel, J.:* Wicklungserwärmung elektrischer Maschinen im nichtstationären Betrieb. ELEKTRIE 37 (1983) 1, S. 19 – 20
[2] *Vogel, J.:* Höhere Treffsicherheit bei der Antriebsprojektierung. Elektromaschinenbau der DDR, Techn. Mitteilungen 9 (1988) 2, S. 30 – 31
[3] *Reiche, H.:* Lebensdauerorientierter Einsatz von elektrischen Antrieben. Energieanwendung 36 (1987) 5, S. 177 – 179
[4] *Ermolin, N. P.; Zerichin, I. P.:* Zuverlässigkeit elektrischer Maschinen. Berlin: VEB Verlag Technik 1981
[5] *Warbinek, K.:* Über die Alterung und Lebensdauer von Wicklungen in elektrischen Maschinen bei hohen Temperaturen. Diss. Universität Kassel 1981
[6] *Reiche, H.:* Zuverlässige elektrische Antriebe durch Kontrolle der Alterungsprozesse. ELEKTRIE 39 (1985) 2, S. 50 – 54
[7] *Büssing, W.:* Beiträge zum Lebensdauergesetz elektrischer Maschinen. Archiv für Elektrotechnik, Teil 1:36 (1942) 6, S. 333 – 361; Teil 2:36 (1942) 12, S. 735 bis 742
[8] Projektierungsanleitung VEM Standardmotoren 0,12 bis 4 kW. VEB Elektromotorenwerke Thurm 1977
[9] *Busch, R.:* Eine neue Konzeption für den thermischen Schutz von Niederspannungsmotoren. Wiss. Z. TU Magdeburg 32 (1988) 8, S. 78 – 81
[10] *Amft, D.:* Möglichkeiten einer Schutz- und Diagnosetechnik auf der Basis der Stromsignalanalyse für Antriebe der bedienarmen Produktion. Wiss. Z. TU Karl-Marx-Stadt 27 (1985) 2, S. 187 – 194
[11] *Kain, W.:* Einige Probleme der Diagnose in elektromechanischen Systemen am Beispiel der Wicklungsdiagnose für Niederspannungsasynchronmaschinen. Vortrag auf dem Problemseminar Schutz- und Diagnosetechnik, TU Karl-Marx-Stadt 18. und 19. 5. 1988

ES 6046

Blindleistungskompensation von elektrischen Antrieben

V. I. Kalašnikov, Donezk, UdSSR

Herrn Prof. Dr. sc. techn. *Johannes Vogel* zum 60. Geburtstag

1. Problemstellung

Die weitere Entwicklung der Volkswirtschaft, die Erhöhung der Qualität und Effektivität der Produktion erfordern den breiten Einsatz geregelter elektrischer Antriebe. Hierbei wirken elektrische Antriebe als Energieverbraucher, die das speisende Netz mit veränderlicher Blindleistung belasten. Diese Tatsache führt zu Netzspannungsänderungen, die für andere Verbraucher unerwünscht und u. U. unzulässig sind.

Bild 1 zeigt beispielsweise die Blindleistungsänderung eines thyristorgesteuerten Gleichstromantriebes. Beim Anlauf des Antriebes liegt der Steuerwinkel in der Nähe von 90° und die Blindleistung wird maximal. Sie beträgt

$$Q \approx U_{\mathrm{do}}\, I_{\mathrm{d\,max}}. \qquad (1)$$

Zur Kompensation von schnell veränderlicher Blindleistung werden häufig statische Blindleistungskompensatoren angewendet.

2. Aufbau, Wirkungsweise und experimentelle Untersuchungen

Bild 2 zeigt das Prinzipschaltbild der Blindleistungskompensation. Als thyristorgesteuerter Antrieb wird im folgenden ein geregelter Gleichstromantrieb betrachtet. Prinzipiell kann es sich hierbei auch um Drehstromantriebe mit direktem oder indirektem Umrichter (Gleichstrom-Zwischenkreisumrichter) handeln. Die Effektivität bei der Anwendung der Blindleistungskompensation hängt von der Dynamik des Kompensators ab. Für den Blindleistungskompensator bei sich schnell ändernden Blindleistungsverbrauch wird nach [1] eine Anregelzeit von weniger als 5 ms vorausgesetzt. Die hohe Dynamik des Blindleistungskompensators bedingt eine schnelle Information über die Blindleistungsänderung bzw. ihre Vorausberechnung.

In [2] wird eine Anordnung vorgeschlagen, die es ermöglicht, das Steuersignal aus der Steuerspannung des Stromrichters U_{st} und dem Mittelwert des Gleichstromes I_{d} zu berechnen. Hierbei gilt:

$$Q_{\mathrm{Last}} = U_{\mathrm{do}}\, I_{\mathrm{d}} \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right). \qquad (2)$$

Q_{Last} Blindleistung der Last
α Steuerwinkel
γ Kommutierungswinkel.

Im Bild 3 ist das Blockschaltbild dieser Anordnung dargestellt. Die praktische Realisierung dieser Blindleistungskompensation erfolgte auf der Basis des Mikroprozessors KP 580. Das Prinzipschaltbild der Steuerung für die statische Blindleistungskompensation zeigt Bild 4. Die beschriebene Lösung läßt auch die Berechnung der Blindleistung anderer Verbraucher über Strom und Spannung des speisenden Netzes zu. Der Programmablaufplan der Mikrorechnersteuerung ist im Bild 5 angegeben.

Dr.-Ing. *Viktor Ivanovič Kalašnikov* ist Dozent am Lehrstuhl „Elektrische Antriebe und Automatisierung von Industrieanlagen" des Polytechnischen Instituts Donezk (UdSSR).

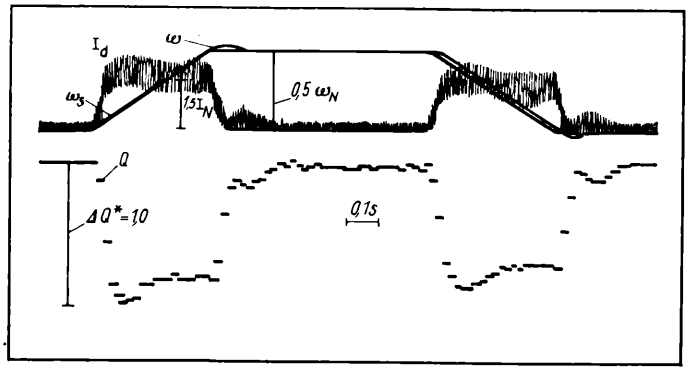


Bild 1. Blindleistungsänderung eines thyristorgesteuerten Gleichstromantriebes

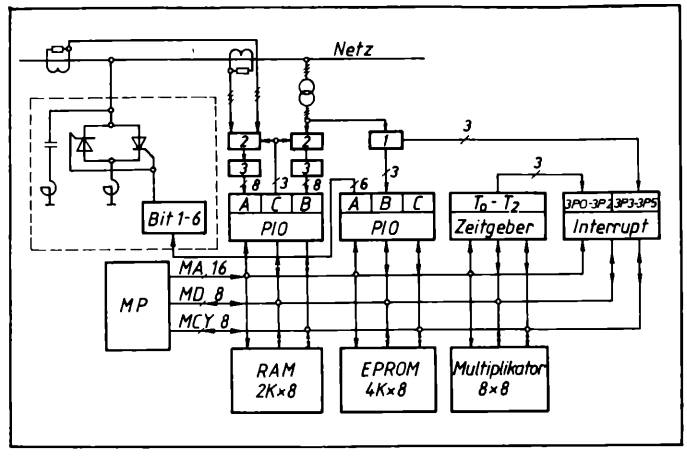


Bild 4
Prinzipschaltbild der Steuerung zur Blindleistungskompensation
1 Netzsynchronisation
2 Spannungsgleichrichter
3 ADU

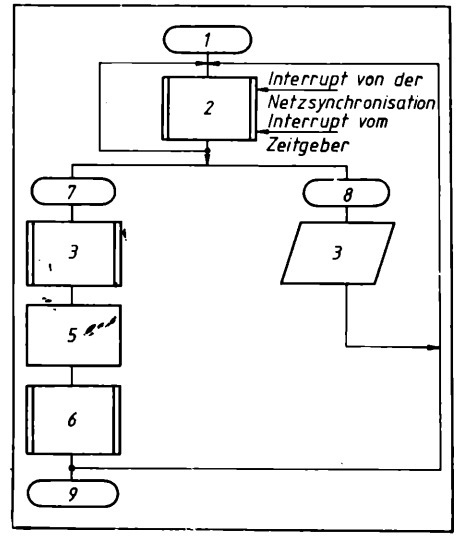


Bild 5
Programmablauf der Mikrorechnersteuerung
1 Beginn
2 Bestimmung von Q_{Last}, Q_{Netz}
3 Lösung der Steuerungsaufgabe
4 Impulsausgabe an den Thyristor
5 Bestimmung des Codes α
6 Programm für die Thyristorsteuerung
7 Unterbrechung von der Netzsynchronisation
8 Unterbrechung vom Zeitgeber
9 Ende

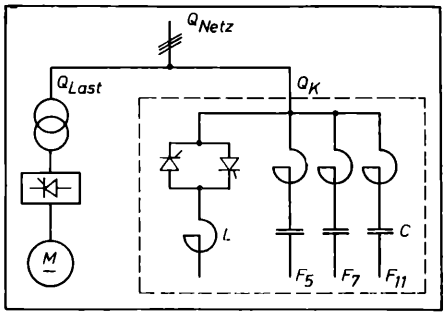


Bild 2. Prinzipschaltbild der Blindleistungskompensation

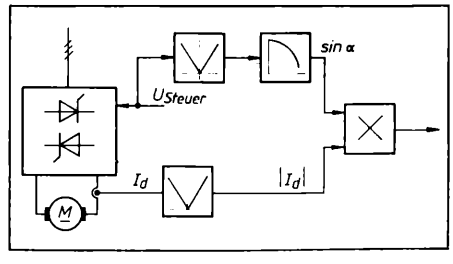


Bild 3. Blockschaltbild zur Bestimmung des Steuersignals
1 Stellglied, 2 Betragsbildner, 3 Funktionsgeber, 4 Q_{Last}

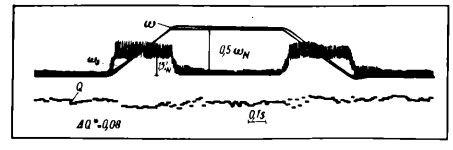


Bild 6. Übergangsverhalten bei Blindleistungskompensation

Steuerung und Regelung elektrischer Kranantriebe mit Mikrorechner

F. Palis, KDT, Magdeburg

Herrn Prof. Dr. sc. techn. *Johannes Vogel* zum 60. Geburtstag

Verwendete Formelzeichen

a	Beschleunigung
$\underline{c}$	Ausgangsmatrix
F	Kraft
g	Gravitationskonstante
i	Getriebeübersetzung
k	Übertragungsfaktor
$\underline{K}$	Rückführmatrix
l	Seillänge
m	Masse, Moment
n	Ordnungszahl
p	Laplaceoperator
r	Ruck, Radius
R	Regler
$\underline{s}$	Zustandsvektor des Weges
s	Weg
t	Zeit
v	Geschwindigkeit
x	Katzposition
y	Brückenposition
$\underline{y}$	Zustandsvektor der technologischen Größen
z	Operator der z-Transformation, Störgröße
$\underline{z}$	Zustandsvektor der Störgröße
τ	bezogene Zeit
φ	Pendelwinkel
ω	Winkelgeschwindigkeit
Ω	Kreisfrequenz

Indizes

a	Beschleunigung
B	Beobachter
d	Dämpfung
G	Getriebe
gr	Grenzwert
H	Hubwerk
L	Last
r	Ruck
s	Sollwert, Weg
T	Torsion
x	Katze
y	Brücke, technologischer Prozeß
z	Ziel
ω	Drehzahl
01	Eigenwert der Grundschwingung

Dr.-Ing. *Frank Palis* ist Hochschuldozent im Wissenschaftsbereich „Elektroantriebstechnik und Elektroautomatisierungstechnik" an der Sektion Automatisierungstechnik und Elektrotechnik der Technischen Universität „Otto von Guericke" Magdeburg.

1. Problemstellung

Mit der Automatisierung und weiteren Rationalisierung der Produktion sowie der Forderung nach ständiger Steigerung der Arbeitsproduktivität gewinnt auch die Produktivität von Transport- und Umschlagprozessen zunehmend an Gewicht. Hierbei nehmen automatisierte Krane einen bedeutenden Platz ein.

Krane sind komplizierte elektromechanische Systeme. Ihre Automatisierung erfordert spezifische Steuer- und Regelalgorithmen, die auf der Grundlage einer sorgfältigen Prozeßanalyse zu entwickeln sind. Hierbei ist der Kran als elektromechanische Einheit zu betrachten, bei der die maschinenbautechnischen Gegebenheiten, die technologischen Anforderungen und die Möglichkeiten der Elektroantriebs- und Elektroautomatisierungstechnik gleichermaßen zu berücksichtigen sind. Die Lösung dieser Aufgabe setzt eine komplexe und übergreifende Betrachtungsweise voraus.

2. Konzeption einer an den technologischen Prozeß angepaßten Steuerung und Regelung des Elektroantriebssystems

2.1. Allgemeine Anforderungen an die prozeßangepaßte Steuerung und Regelung

Bei der Beurteilung bekannter Steuergesetze und Regelalgorithmen für den Bewegungsablauf der einzelnen Krankoordinaten sind verschiedene Kriterien zu beachten. Es muß gewährleistet sein, daß

- das Lastaufnahmemittel in möglichst kurzer Zeit positioniert wird
- minimales Anfachen des Lastpendels vorliegt
- möglichst geringe dynamische Belastung der Krankonstruktion durch Elastizitäten und Getriebespiel auftreten
- antriebsspezifische Begrenzungen und die für den technologischen Prozeß notwendigen Genauigkeiten von Prozeßparametern eingehalten werden
- das Steuergesetz und die Regelalgorithmen im Echtzeitbetrieb leicht zu realisieren sind und
- minimaler Aufwand an Meß- und Gerätetechnik betrieben wird.

In Anbetracht der Verschiedenheit und teilweisen Widersprüchlichkeit der gestellten Anforderungen muß davon ausgegangen werden, daß jede Steuerungsvariante eine Kompromißlösung zwischen den oben genannten Kriterien darstellt und lediglich im Sinne einer Polyoptimierung als optimal angesehen werden kann. Steuergesetze und Regelalgorithmen, die innerhalb bestimmter durch die jeweiligen technischen und technologischen Bedingungen vorgegebener Qualitätsgrenzen den o.g. Anforderungen genügen, werden als prozeßangepaßt bezeichnet [1].

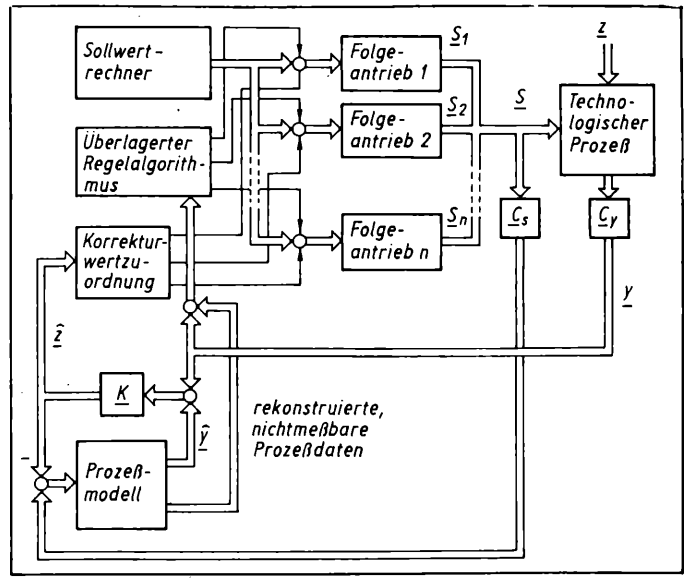


Bild 1. Allgemeine Struktur eines Antriebssystems mit n Folgeantrieben, Beobachter und überlagerter technologischer Regelung

Die experimentellen Untersuchungen haben gezeigt, daß die vorgestellte Schaltung eine gute Blindleistungskompensation der sich schnell ändernden Blindleistung des Antriebes ermöglicht. Die Anregelzeit beträgt hierbei 3,3 ms. Aus Bild 6 folgt, daß die Abweichung der Blindleistung von ihrem vorgegebenen Wert 8% nicht übersteigt.

3. Zusammenfassung

Auf der Grundlage der Steuerspannung und des Stromes von thyristorgesteuerten Gleichstromantrieben läßt sich eine dynamisch hochwertige Blindleistungskompensation realisieren. Die breite Anwendung der Mikrorechentechnik eröffnet neue Möglichkeiten zur Entwicklung von Regelkonzepten insbesondere zur Selbstanpassung und -überwachung ganzer Anlagen.

Literatur

[1] *Bortnik, M. M.*, u.a.: Statičeskije tiristornye kompensatory dlja energosistem i setjej elektrosnabženija. Električestvo (1988) 2, S. 13 – 19

[2] *Kalašnikov, V. I.; Kalašnikov, S. N.*: Ustrojstvo dlja upravlenija statičeskim kompensatorom. avtorskoje svidetelstvo 1197005 (UdSSR)

EA 6047

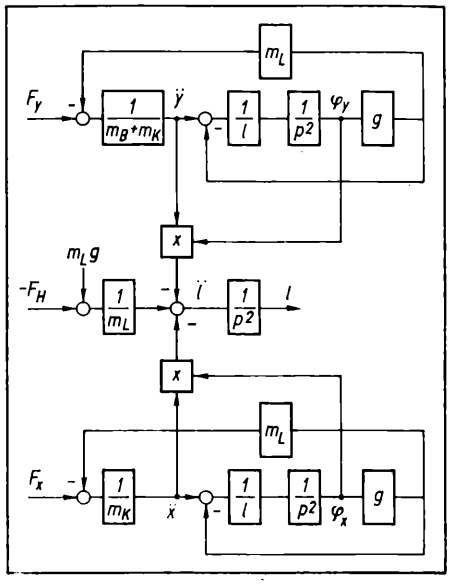


Bild 2. Signalflußplan des idealisierten Brückenkranes (mechanischer Teil) ◀

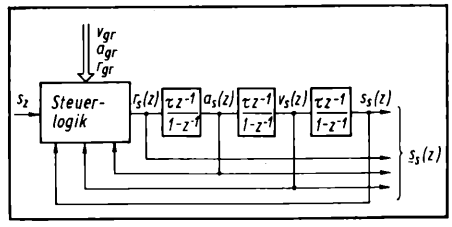


Bild 3. Aufbau des Sollwertrechners bei zeitoptimalen Steuergesetz mit Ruck-, Beschleunigungs- und Geschwindigkeitsbegrenzung

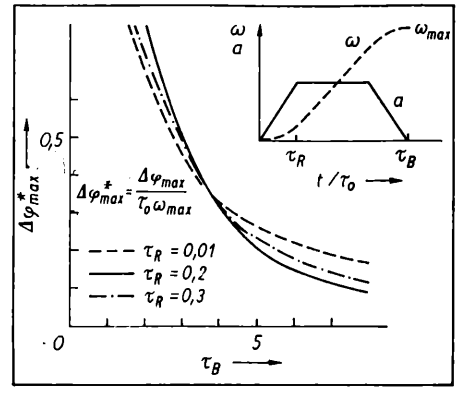


Bild 4. Einfluß der zeitoptimalen Fahrkurvenform auf das maximale Torsionsmoment

2.2. Struktur der prozeßangepaßten Steuerung und Regelung

Bei der prozeßangepaßten Steuerung und Regelung der Bewegungsabläufe von automatisierten Kranen wird davon ausgegangen, daß die einzelnen Antriebe bestimmte Funktionen im gemeinsamen Transportprozeß zu erfüllen haben. Die Antriebe arbeiten als Folgeantriebe und reproduzieren eine prozeßangepaßte Sollwertkurve, die jedoch im Sinne einer Steuerung unabhängig von den aktuellen Prozeßdaten abgearbeitet wird. Die unmittelbare Prozeßrückkopplung im Sinne einer Regelung erfolgt durch das Aufprägen von technologisch bedingten Korrekturwerten auf die Sollwertkurve. Hierfür bietet sich die Anwendung des Prinzips der unterlagerten Regelkreise und der Einsatz von Beobachtern an. Bild 1 zeigt die allgemeine Struktur eines solchen Antriebssystems mit n Einzelantrieben.

3. Prozeßangepaßte Steuerung und Regelung von Brückenkranen mit schwingungsfähiger Mechanik

3.1. Bewegungsgleichung des idealisierten Brückenkranes

Ausgangspunkt für die Herleitung der Bewegungsgleichungen des idealisierten Brückenkranes sind folgende Annahmen:

— kinematisch zusammengehörige Massen werden als reduzierte Punktmassen betrachtet
— elastische Verformungen einzelner Kranteile und Getriebespiel werden vernachlässigt
— der Einfluß von Windkräften wird nicht berücksichtigt
— beim Lastpendeln werden nur kleine Winkel zugelassen ($\cos\varphi \approx 1$, $\sin\varphi \approx \varphi$).

Auf der Grundlage der oben genannten Vereinbarungen ergibt sich nach [2] das kinematische Gleichungssystem für die starre Maschine:

$$F_y = (m_B + m_K)\,\ddot{y} + m_L g\,\varphi_y, \tag{1}$$

$$F_x = m_K\,\ddot{x} + m_L g\,\varphi_x, \tag{2}$$

$$F_H = m_L g - m_L\,(\ddot{y}\,\varphi_y + \ddot{x}\,\varphi_x + \ddot{l}), \tag{3}$$

$$m_L g\,\varphi_y = m_L\left[\ddot{y} - \frac{d^2}{dt^2}(\varphi_y\, l)\right], \tag{4}$$

$$m_L g\,\varphi_x = m_L\left[\ddot{x} - \frac{d^2}{dt^2}(\varphi_x\, l)\right]. \tag{5}$$

Bild 2 zeigt den dazugehörigen Signalflußplan.

3.2. Betrachtungen zum Berechnungsmodell der schwingungsfähigen Mechanik

Bei der Wahl des Berechnungsmodells der elastischen Krankonstruktion kommt es aus antriebstechnischer Sicht darauf an, daß die in der Krankonstruktion auftretenden elastischen Schwingungen innerhalb eines bestimmten Frequenzspektrums widergespiegelt werden. Hierzu lassen sich bekanntlich vereinfachte Schwingungsmodelle mit beschränkter Anzahl von Freiheitsgraden und Getriebespiel aufstellen. Die Anzahl der zu berücksichtigenden Freiheitsgrade hängt von der konkreten Krankonstruktion und dem Verwendungszweck des Berechnungsmodells ab. Die prozeßangepaßte Steuerung und Regelung geht u.a. davon aus, daß der Antrieb über eine geeignete Sollwertkurve so zu steuern ist, daß die mechanischen Schwinger während der Hochlauf- und Bremsphase möglichst wenig angeregt werden. Hierbei erscheint es zweckmäßig, die Grundwelle der mechanischen Schwingungen durch regelungstechnische Maßnahmen zu dämpfen und die Oberwellen über die Sollwertkurve zu begrenzen. Das Dämpfen der mechanischen Oberschwingungen wäre zwar im Durchlaßbereich des Antriebes prinzipiell möglich, würde aber einen erhöhten regelungs- und meßtechnischen Aufwand bedeuten und den Antrieb dynamisch erheblich belasten.

Unter diesem Gesichtspunkt wird die Dynamik der Kranmechanik hinreichend genau durch ein Zwei-Massen-System beschrieben, dessen Parameter auf die mechanische Grundschwingung abgestimmt sind (Grundschwingungsmodell).

3.3. Auswahl der prozeßangepaßten Sollwertkurve

Untersuchungen in [3] haben gezeigt, daß das zeitoptimale Steuergesetz für mechanisch starre Systeme mit Ruck-, Beschleunigungs- und Geschwindigkeitsbegrenzung den Anforderungen der prozeßangepaßten Steuerung am besten gerecht wird. Bild 3 verdeutlicht die Wirkungsweise des Sollwertrechners bei einem zeitoptimalen Positioniervorgang. Für den Algorithmus der Steuerlogik bietet sich das in [3] beschriebene Prinzip des Predictors an. Es zeichnet sich durch rechentechnisch einfache Algorithmen und kurze Rechenzeiten aus.

Bei der Auswahl der Fahrkurvenparameter wird davon ausgegangen, daß ein äquivalentes Zwei-Massen-System mit der Schwingungsdauer τ_0 innerhalb einer bestimmten Zeit bei verschiedenen Fahrkurvenparametern auf dieselbe Endgeschwindigkeit beschleunigt werden soll. Bild 4 verdeutlicht die Abhängigkeit des dabei auftretenden maximalen Torsionswinkels von den Fahrkurvenparametern. Es zeigt sich, daß bei auf die Schwingungsdauer τ_0 be-

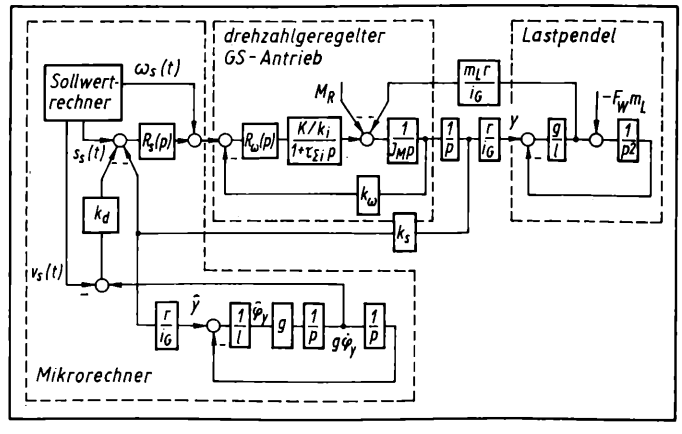


Bild 5. Signalflußplan der modellgeführten Pendelwinkeldämpfung

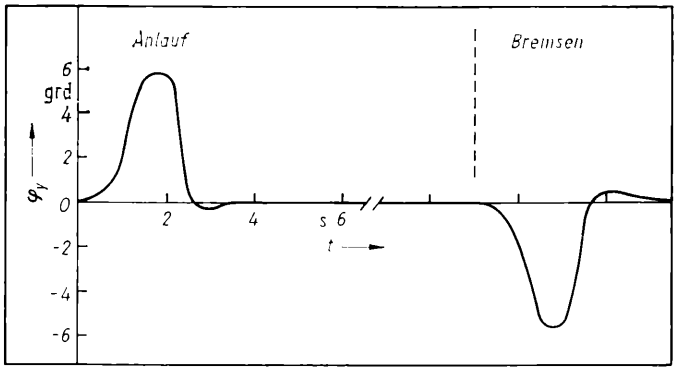


Bild 6. Übergangsverhalten bei einem Positioniervorgang mit modellgeführter Pendeldämpfung

zogenen Beschleunigungszeiten von

$$\tau_B > 4 \text{ bis } 5 \tag{6}$$

das maximale Torsionsmoment wirksam begrenzt werden kann und daß die Ruckbegrenzung nur im geringen Maße zur Reduzierung des Torsionsmomentes beiträgt. Unabhängig davon erweist sich jedoch die Ruckbegrenzung als zweckmäßig. Sie wirkt sich positiv auf die Belastung des Stellgliedes aus und verbessert die Genauigkeit des Folgeantriebes.

Schlußfolgernd kann für die Auswahl der prozeßangepaßten Fahrkurve folgende Richtlinie gegeben werden:

— zeitoptimales Steuergesetz für mechanisch starre Systeme mit Ruck-, Beschleunigungs- und Geschwindigkeitsbegrenzung
— Anpassung der Beschleunigungszeit nach (6) (bezogen auf die Schwingungsdauer der 1. Oberschwingung)
— Auswahl des maximalen Rucks ist unkritisch und sollte nach der Belastung des Stellgliedes bzw. der Genauigkeit des Folgeantriebes erfolgen.

3.4. Steuer- und Regelstruktur

3.4.1. Steuer- und Regelstruktur der Fahrwerksantriebe

Bild 2 zeigt, daß sich Brücken- und Katzfahrwerk des idealisierten Brückenkranes durch analoge Beziehungen beschreiben lassen. Die nachfolgenden Ausführungen beschränken sich auf die Betrachtung des Brückenfahrwerkes. Seine Steuergesetze und Regelstruktur sind sinngemäß auf das Katzfahrwerk anwendbar. Aus den Abschnitten 3.1. und 3.2. folgt, daß die Dynamik der Fahrwerke durch die beiden mechanischen Schwinger Kranbrücke und pendelnde Last beschrieben wird. Im allgemeinen gilt, daß die Periodendauer des Lastpendels wesentlich größer ist als die Periodendauer der Grundschwingung der Kranbrücke in Fahrtrichtung. In Anlehnung an die im Abschn. 3.3. formulierten Auswahlkriterien für die prozeßangepaßte Fahrkurve wird die Sollwertkurve nach [6] an die Grundschwingung der Kranbrücke angepaßt. Dadurch können für die Pendeldämpfung die kinematischen Gleichungen der starren Maschine zugrunde gelegt werden.

Eine Dämpfung des Lastpendels läßt sich bekanntlich durch Rückführung der Pendelgeschwindigkeit auf den Lageregelkreis erreichen. Hierzu ist jedoch die meßtechnische Erfassung des Pendelwinkels notwendig. Werden keine extrem hohen Anforderungen an die Pendelwinkeldämpfung verlangt, kann auf die Messung verzichtet werden und mit einem mathematischen Modell der pendelnden Last gearbeitet werden. Bild 5 zeigt den Signalflußplan der modellgeführten Pendelwinkeldämpfung am Beispiel eines drehzahlgeregelten Gleichstromantriebes. Diese Lösung hat den Vorteil, daß der Steueralgorithmus unabhängig von der Lastmasse ist und auch bei veränderlicher Seillänge eingesetzt werden kann. Es ist jedoch offensichtlich, daß es sich hierbei um eine Steuerung handelt und demzufolge angreifende Störgrößen, wie sie beispielsweise Windkräfte darstellen, nicht berücksichtigt werden. Im Bild 6 ist das Übergangsverhalten bei einem Positioniervorgang mit Pendelwinkeldämpfung gezeigt.

3.4.1. Steuer- und Regelstruktur des Hubwerkes

Der mechanische Teil des Hubwerkes stellt im allgemeinen ein Mehrmassensystem von mindestens 4 Massen dar [4]. In Übereinstimmung mit den im Abschn. 3.3. formulierten Auswahlkriterien wird die prozeßangepaßte Sollwertkurve des Hubwerkes auf die 1. Oberschwingung der Hubwerkmechanik abgestimmt. Die Grundwelle wird über eine Beobachterregelung gedämpft. Die Steuer- und Regelstruktur des Hubwerkes zeigt Bild 7. Voraussetzung hierfür ist, daß die Geschwindigkeit an der Motorwelle und an der Seiltrommel als Meßwerte zur Verfügung stehen. Die Zeitkonstanten des Beobachters sind auf die Grundwelle abgestimmt, d. h. es muß gelten:

$$\tau_{B1}\,\tau_{B2} = \frac{1}{\Omega_{01}{}^2}. \tag{7}$$

Es ist offensichtlich, daß es sich hierbei um die Aufschaltung einer gewichteten Lagedifferenz auf den Drehzahlregelkreis handelt. Es sind demzufolge sinngemäß analoge Verhältnisse zu erwarten wie bei der gewichteten Drehzahldifferenzaufschaltung auf den Stromregelkreis nach [5]. Der Unterschied zwischen beiden Strukturen besteht darin, daß bei der gewichteten Lagedifferenzaufschaltung die Schwingungsdämpfung über den Geschwindigkeitsregelkreis realisiert wird, während bei der gewichteten Drehzahldifferenzaufschaltung die Korrektur über den schnelleren Stromregelkreis erfolgt. Die damit verbundene größere Trägheit der Lagedifferenzaufschaltung ist unkritisch, da es voraussetzungsgemäß auf die Dämpfung der relativ niederfrequenten Grundschwingung ankommt. Die Auswahl des Rückführkoeffizienten k_d kann in Analogie zu den in [5] abgeleiteten Einstellvorschriften erfolgen. Hierbei ist jedoch zu beachten, daß an die Stelle der systembestimmenden Summenzeitkonstante des Stromregelkreises die doppelt so große Zeitkonstante des Drehzahlregelkreises einzusetzen ist.

4. Zusammenfassung

Die Steuerung und Regelung von automatisierten Kranantrieben erfordert prozeßangepaßte Steuer- und Regelalgorithmen. Hierzu eignet sich der Einsatz des zeitoptimalen Steuergesetzes mit Ruck-, Beschleunigungs- und Geschwindigkeitsbegrenzung. Die Parameter der optimalen Fahrkurve sind hierbei an die 1. Oberschwingung der schwingungsfähigen Kranmechanik und an die Leistungsfähigkeit des Elektroantriebs anzupassen. Die Dämpfung der mechanischen Grundschwingung erfolgt über eine Beobachterregelung bzw. eine modellgeführte Steuerung.

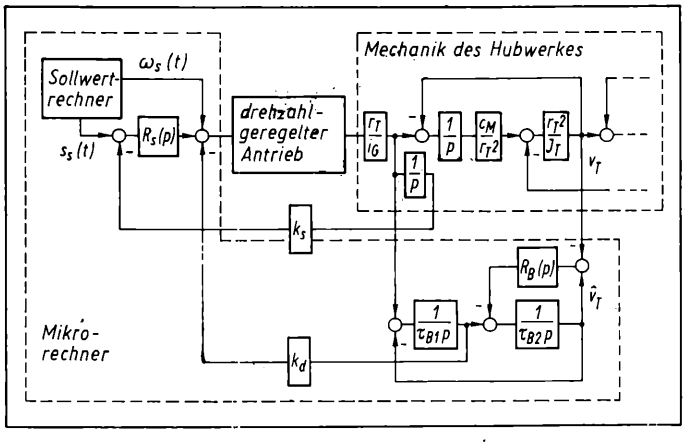


Bild 7. Signalflußplan der prozeßangepaßten Steuerung und Regelung des Hubwerkes

Literatur

[1] *Palis, F.; Vogel, J.:* Steuerung von Mehrmotorenantrieben mit Störgrößenbeobachter. 31. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium TH Ilmenau 1986. Vortragsreihe „Automatisierte Elektroantriebe und Leistungselektronik"

[2] *Palis, F.:* Steueralgorithmen von Elektroantriebssystemen zur Pendelwinkeldämpfung von Brückenkranen. Wiss. Z., Technische Universität Magdeburg 32 (1988) 8, S. 65 – 69

[3] *Riefenstahl, U.:* Optimale Fahrkurvensteuerung elektrischer Antriebe mit Mikrorechnern. Diss. B, Technische Universität Magdeburg 1982

[4] *Smechov, A. A.; Jerofejev, N. J.:* Optimalnoje upravlenije podjomno-transportnymi masinami. Moskau: Masinostrojenije, 1975

[5] *Gottschalk, H. P.:* Unterdrückung mechanischer Schwingungen in elektrischen Antrieben durch gewichtete Drehzahldifferenzaufschaltungen. ELEKTRIE 39 (1985) 5, S. 171 – 175

EA 6043

Stromgeregelter Drehstromantrieb mit Transistorpulswechselrichter für mittlere dynamische Anforderungen

M. Lehnert; A. Wellner; Magdeburg

Herrn Prof. Dr. sc. techn. *Johannes Vogel* zum 60. Geburtstag

Verwendete Formelzeichen und Indizes

Formelzeichen		Indizes	
a	Beschleunigung	e	Einschalt-
f	Frequenz	p	Puls-
I, i	Strom	N	Nenn-
K	Konstante	r	Läufer
M, m	Moment	s	Ständer
n	Drehzahl	St	Stillstand
n	Ordnungszahl	zul	zulässig
p	Polpaarzahl	ZW	Zwischenkreis
R	Widerstand	σ	Streu-
r	Ruck	μ	Magnetisierungs-
s	Schlupf	α, β	Koordinatensystem des Ständers
s	Weg	x, y	allgemeines Koordinatensystem
T	Periodendauer		
U	Spannung		
V	Verstärkung		
v	Geschwindigkeit		
X	Reaktanz		
ϑ	Winkel		
ω	Kreisfrequenz		

Die wachsende Verfügbarkeit moderner Transistorfrequenzumrichter des VEB Kombinat Elektromaschinenbau bietet vielen Anwendern die Möglichkeit, drehzahlvariable Antriebe mit dem wartungsarmen, robusten Asynchronmotor mit Käfigläufer (AMKL) zu realisieren. Neben günstigen material- und energiewirtschaftlichen Effekten beim Einsatz von frequenzgesteuerten AMKL lassen sich geregelte Drehstromantriebe auch vorteilhaft dort einsetzen, wo technologisch vorgegebene Stell- und Bewegungsvorgänge (z. B. Hub- und Fahrwerke für Förderanlagen) realisiert werden sollen. Bei Antrieben mit mittleren dynamischen Eigenschaften kann meistens auf eine regelungstechnische Entkopplung der physikalisch in der Maschine verknüpften drehmomentbildenden Größen, wie durch die feldorientierte Regelung, verzichtet werden. Vor allem kommen Verfahren zum Einsatz, die eine quasistationäre Steuerung auf konstante Ständerflußverkettung zum Ziel haben. Die gebräuchlichsten Verfahren sind die Ständerfrequenz-Ständerspannungssteuerung und die Schlupf-Strombetrags-Regelung. Auf letztere soll im folgenden eingegangen werden, da sie zu einem günstigen dynamischen und stationären Verhalten der AMKL führt.

Dipl.-Ing. *Mario Lehnert* studierte von 1982 bis 1986 an der Technischen Universität „Otto von Guericke" Magdeburg in der Fachrichtung Elektrotechnik. Seit 1986 ist er Forschungsstudent im Wissenschaftsbereich Elektroantriebstechnik und Elektroautomatisierungstechnik und beschäftigt sich mit dem Einsatz intelligenter Antriebsmodule für Brückenkrane. Dip.-Ing. *Andreas Wellner* studierte von 1984 bis 1988 in der gleichen Fachrichtung der Technischen Universität „Otto von Guericke" Magdeburg und ist seit September 1988 wissenschaftlicher Assistent im Wissenschaftsbereich Elektroantriebstechnik und Elektroautomatisierungstechnik.

1. Allgemeine Grundlagen

Um im stationären Betrieb die Ständerflußverkettung konstant und von der Belastung unabhängig zu halten, muß dafür gesorgt werden, daß der Einfluß der Ständerspannungsgleichung und damit insbesondere der Einfluß des Ständerwiderstandes beseitigt wird, Dazu wird der Ständerstrom in Abhängigkeit von der Schlupffrequenz ω_r so eingeprägt, daß sich der Nennmagnetisierungsstrom einstellt. Mit der Stromteilerregel ergibt sich nach dem Ersatzschaltbild der AMKL (Bild 1) folgendes Steuergesetz für den Ständerstrom [1] (Bild 2):

$$\frac{I_s}{I_\mu} = \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\omega_r}{\omega_{sN}}\right)^2 \frac{X_{rN}^2}{R_r'^2}}{1 + \left(\frac{\omega_r}{\omega_{sN}}\right)^2 \frac{X_{\sigma rN}'^2}{R_r'^2}}}. \tag{1}$$

Da der Magnetisierungsstrom über den Ständerstrom schlupfabhängig konstant geregelt wird, hat der Spannungsabfall vor der Hauptreaktanz keinen Einfluß mehr auf die stationäre Drehzahl-Drehmomenten-Charakteristik, und es ergibt sich bei ω_s-Stellung eine Schar paralleler $n = f(M)$-Kennlinien, wobei das Kippmoment der Maschine stets konstant bleibt (Bild 3a).

In der Praxis ergibt sich infolge der begrenzten Strombelastbarkeit der Wechselrichterventile und der leistungsmäßigen Ausnutzung des Umrichters eine Einschränkung des Kennlinienfeldes, die durch den maximal zulässigen Schlupf s_{zul} gekennzeichnet ist, bei dessen Überschreitung der Motor am Umrichter „kippt". Bei gegebenem Grenzstrom des Umrichters I_{grenz} kann in Abhängigkeit von der Größe des Motors der zulässige Schlupf mit Gl. (1) berechnet werden: zu

$$s_{zul} = \frac{\omega_{sN}}{\omega_s} \sqrt{\frac{\left(\frac{I_{grenz}}{I_\mu}\right)^2 - 1}{\left(\frac{X_{rN}}{R_r'}\right)^2 - \left(\frac{X_{\sigma rN}'}{R_r'}\right)^2 \left(\frac{I_{grenz}}{I_\mu}\right)^2}}. \tag{2}$$

Da der Wurzelausdruck eine umrichter- und motorspezifische Konstante K ist, beeinflußt nur die Ständerfrequenz ω_s den zulässigen Schlupf. Mit der Frequenz $\omega_s = \omega_{sN} K$ ($s_{zul} = 1$) kann der Motor damit auch im Stillstand das Grenzmoment des Umrichterantriebes M_{zul} entwickeln, das bei Annahme linearer Verhältnisse im oberen Kennlinienteil bestimmt wird zu:

$$M_{zul} = M_N s_{zul}/s_N. \tag{3}$$

Diese Eigenschaft ermöglicht bei Antrieben mit aktivem Widerstandsmoment ein Halten der Last auch im Stillstand.

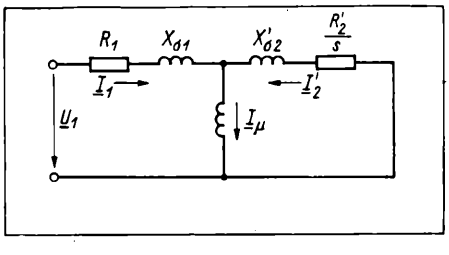


Bild 1. Einphasiges Ersatzschaltbild der AMKL

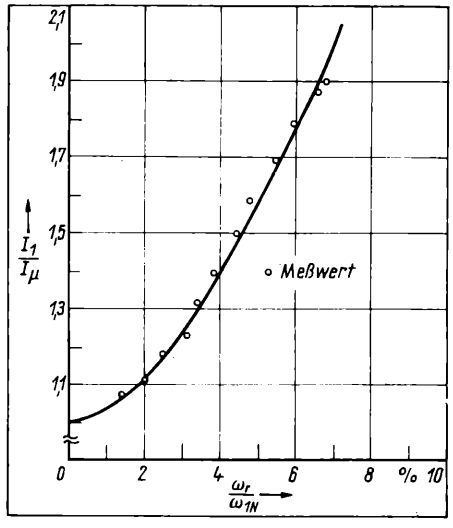


Bild 2. Funktionsgeber des Ständerstroms bei der Schlupf-Strombetrags-Regelung nach Gl. (1)

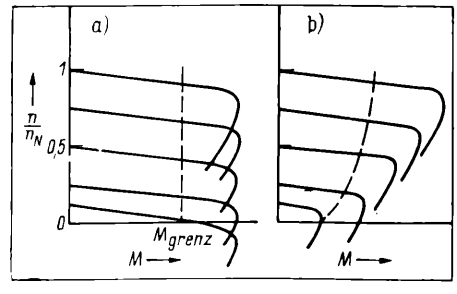


Bild 3. Stationäres $n = f(M)$-Kennlinienfeld bei Schlupf-Strombetrags-Regelung (a) und Ständerfrequenz-Ständerspannungs-Steuerung (b)

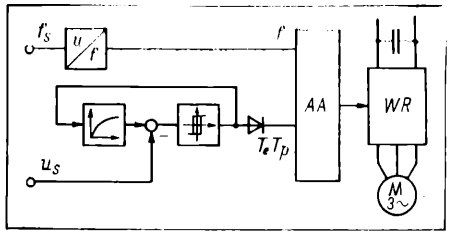


Bild 4. Frequenz- und Spannungsbildung am EDU 210/8

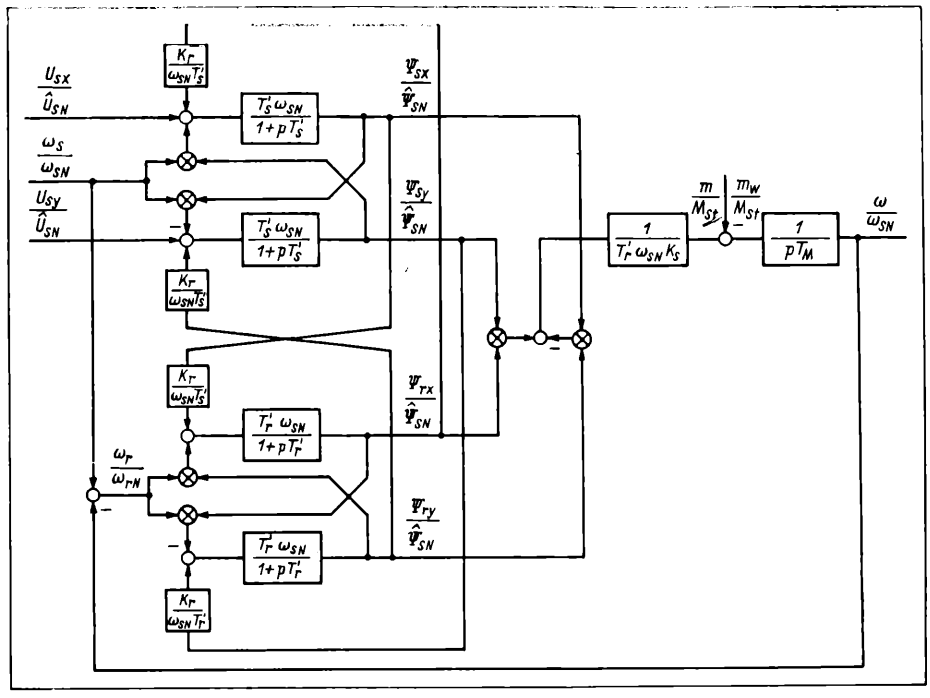


Bild 5. Zur Simulation verwendeter Signalflußplan der Asynchronmaschine

2. Modellbildung und Simulation der Schlupf-Strombetrags-Regelung

Zur Simulation der Regelstruktur wurde ein vorhandener Versuchsaufbau, bestehend aus dem Transistorfrequenzumrichter EDU 210/8 und einer AMKL KMR 80-G4 herangezogen. Das Funktionsprinzip der Spannungs- und Frequenzbildung macht Bild 4 deutlich. Aufgrund der hohen Pulsfrequenz ($1 \cdots 3$ kHz im Frequenzbereich $0{,}1 \leqq f/f_N \leqq 1$) und der Zweipunktregelung der Ständerspannung kann der EDU 210/8 als getakteter Wechselrichter mit verzögerungsfrei verstellbarer Zwischenkreisspannung aufgefaßt werden [2]. Mit

$$\vartheta_s = \int \omega_s \, dt \text{ und} \tag{4}$$

$$U_{ZW'} = \frac{T_e}{T_p} U_{ZW} \tag{5}$$

liefert der Wechselrichter folgendes Spannungssystem:

$$\begin{aligned} U_a &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_{ZW'} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cos n \, \vartheta_s \\ U_b &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_{ZW'} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cos n \left(\vartheta_s - \frac{2}{3}\pi\right) \\ U_c &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_{ZW'} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cos n \left(\vartheta_s - \frac{4}{3}\pi\right). \end{aligned} \tag{6}$$

Die Ermittlung des Raumzeigers der Ständerspannung im ständerfesten Koordinatensystem (α, β) erfolgt über die Transformationsvorschrift

$$\begin{pmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{3}\sqrt{3} & -\frac{1}{3}\sqrt{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{pmatrix}. \tag{7}$$

Wird die AMKL im mit der Ständerfrequenz umlaufenden Koordinatensystem modelliert, dann ergibt sich folgendes Gleichungssystem:

$$\vec{U}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} + j\omega_s \vec{\psi}_s \tag{8}$$

$$0 = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dr} + j\omega_r \vec{\psi}_r \tag{9}$$

$$\vec{\psi}_s = L_s' \vec{i}_s + K_r \vec{\psi}_r \tag{10}$$

$$\vec{\psi}_r = L_r' \vec{i}_r + K_s \vec{\psi}_r. \tag{11}$$

Nach Zerlegung in (x, y)-Komponenten existieren in dem Signalflußplan nach Bild 5 nur Gleichgrößen. Um vom Ständerkoordinatensystem, in dem weiterhin Wechselgrößen existieren, in das (x, y)-System zu gelangen, muß ein Vektordreher $e^{-j\vartheta_s}$ zwischen die Koordinatensysteme gesetzt werden. Der Signalflußplan nach Bild 6 enthält bezogene Größen, wobei folgende Normierungen verwendet wurden [3]:

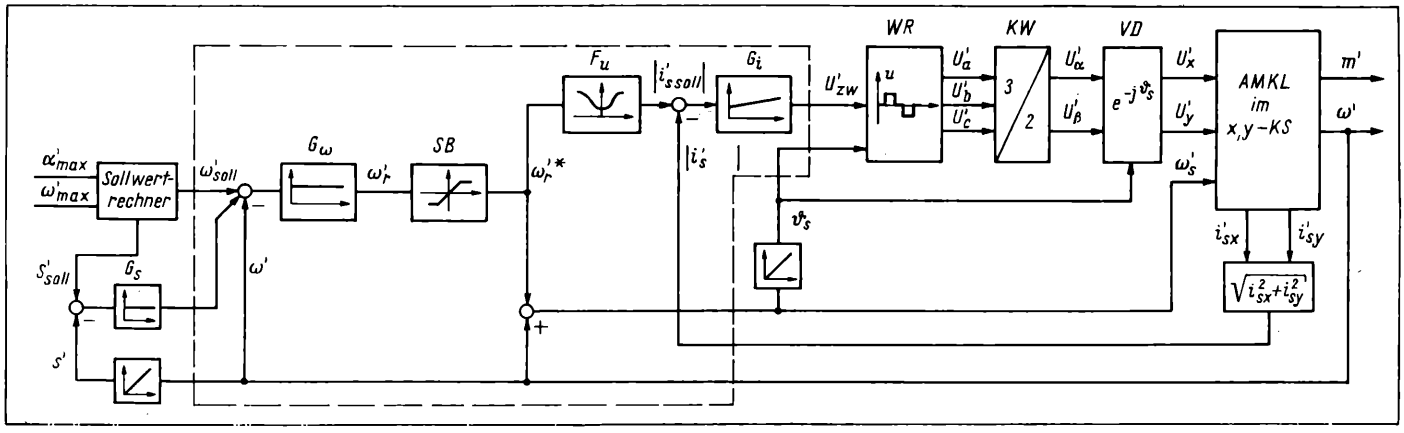


Bild 6. Signalflußplan der simulierten Schlupf-Strombetrags-Regelung

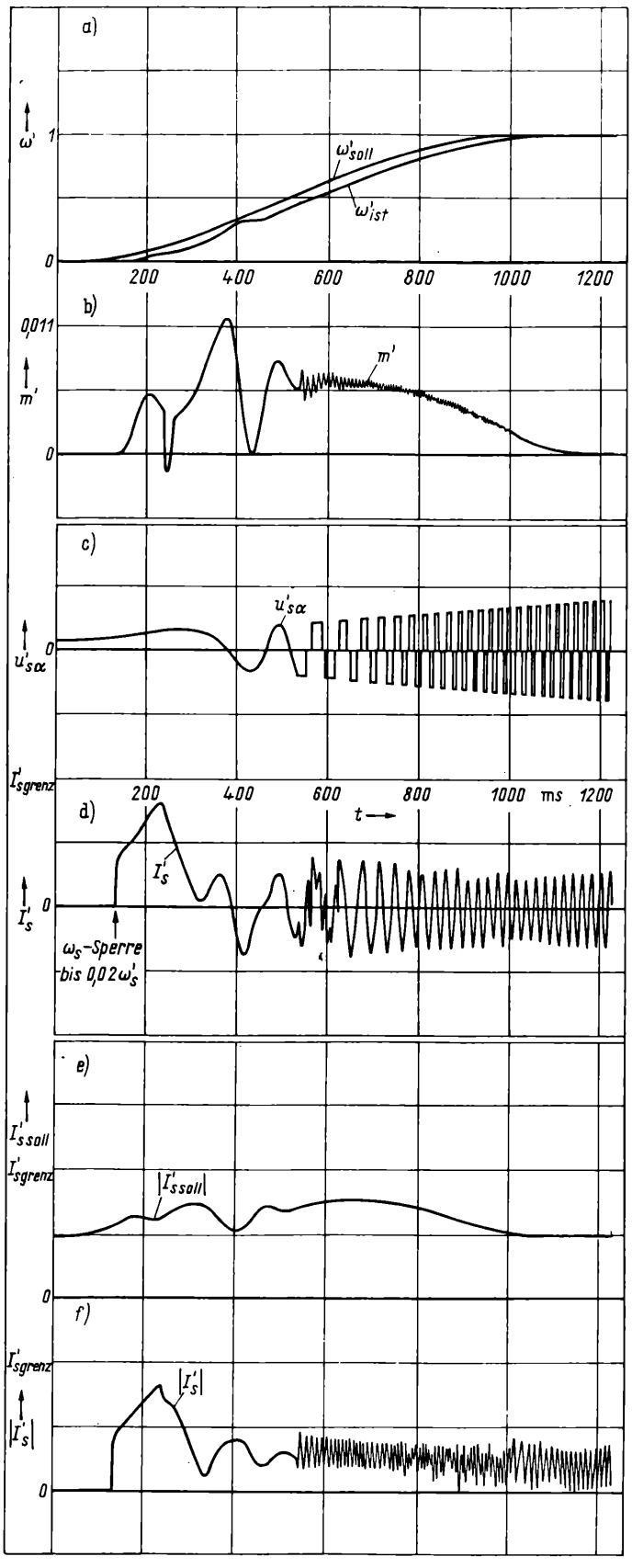


Bild 7. Simulierter Anlaufvorgang auf $\omega_s' = 1$ bei unbelasteter AMKL (Sinusmodulation der Wechselrichterausgangsspannung bis $\omega_s' < 0{,}5$)

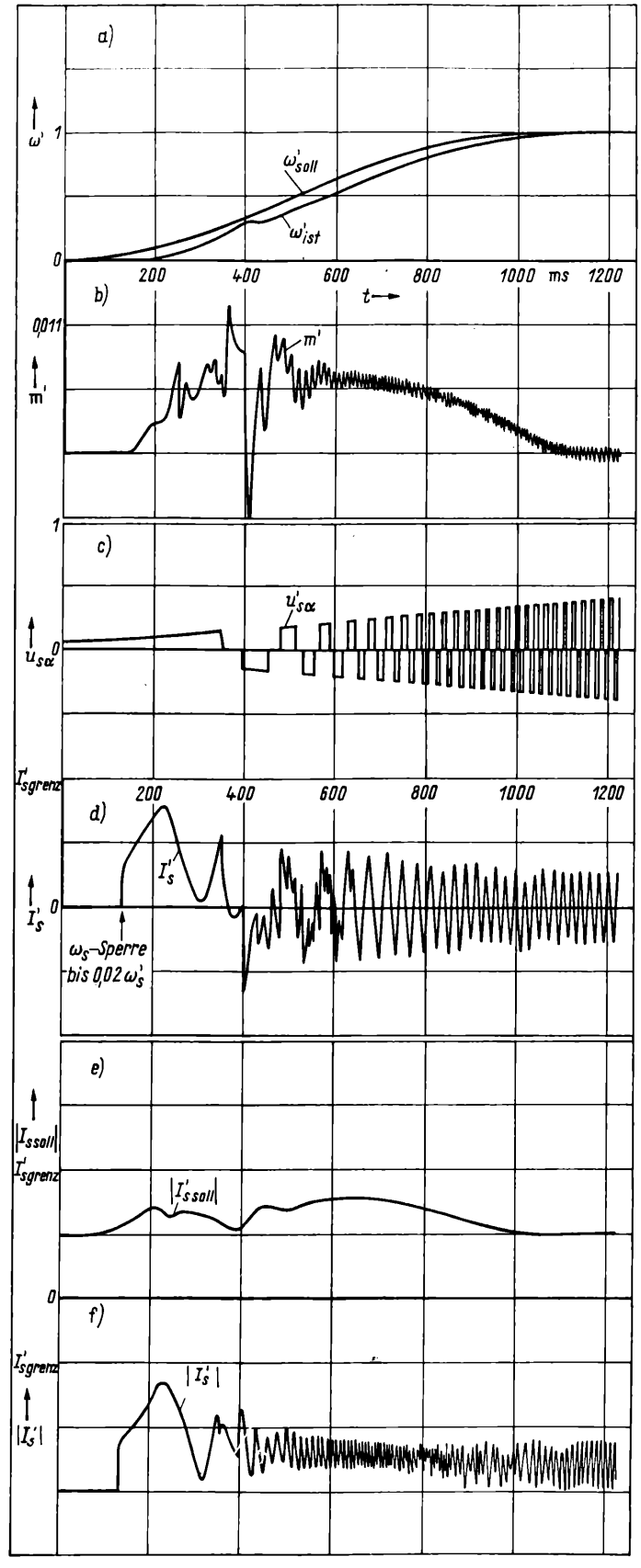


Bild 8. Simulierter Anlaufvorgang (Kurven a bis f) auf $\omega_s' = 1$ bei unbelasteter AMKL (Taktbetrieb des Wechselrichters)

$$\omega' = \frac{\omega}{\omega_{sN}} \qquad i' = \frac{i}{\hat{I}_{St}} \tag{12}$$

$$m' = \frac{m}{M_{St}} \qquad U' = \frac{U}{\hat{U}_{sN}}.$$

Die Simulationsergebnisse nach Bild 7 zeigen die prinzipielle Eignung der Regelstruktur zur Realisierung vorgegebener Bewegungsverläufe bei Einhaltung technologischer Grenzwerte α_{max}, ω_{max} und I_{grenz}. Da das Motormoment nur quasistationär über den Ständerstrom geregelt wird, lassen sich elektromagnetische Ausgleichsvorgänge, die Schwingungen von Drehmoment und Strom hervorrufen, beim Durchfahren niedriger Frequenzen nicht vermeiden (Bild 8). Infolge der Taktung des Wechselrichters treten zusätzliche Momentensprünge auf, die insbesondere die Optimierung des Stromregelkreises erschweren (Bild 9). Lastmomentensprünge werden ohne Schwingneigung von der Regelung gut beherrscht (Bild 10).

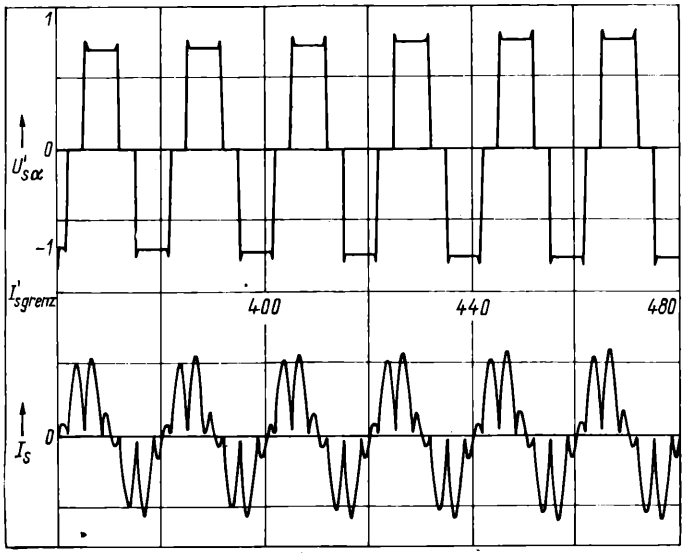


Bild 9. Simulation des stationären Zustandes $\omega_S' = 1$ (Stranggrößen)

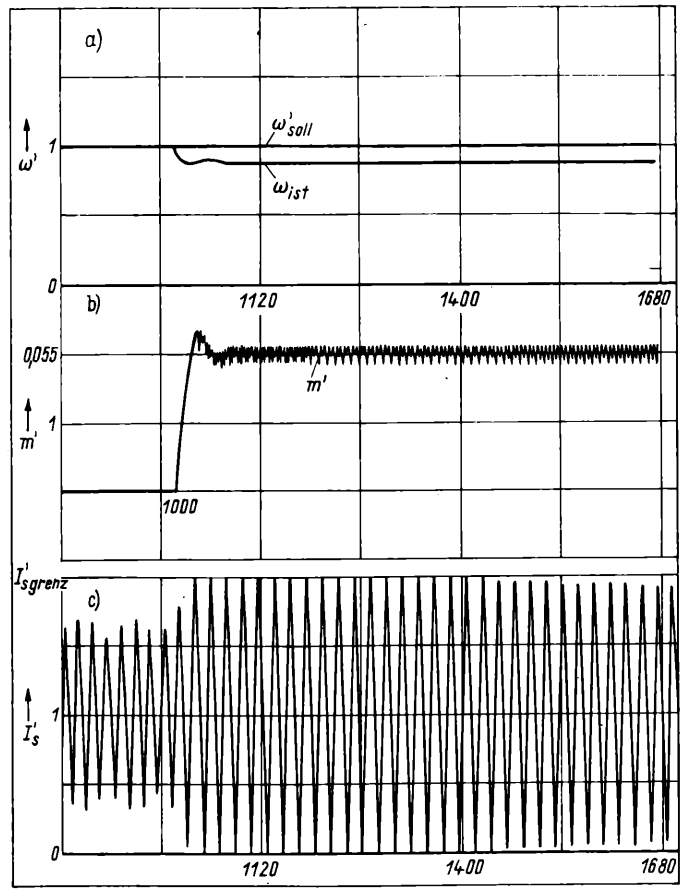


Bild 10. Simulation (Kurven a bis c) des Störverhaltens (Sprung von $M_W = 0$ auf $M_W = M_N$ bei $t = 1$ s)

Die bei Verwendung eines P-Drehzahlreglers auftretende Regelabweichung beträgt

$$\Delta\omega' \equiv \frac{\omega_r'}{V_\omega}.$$

3. Experimentelle Untersuchung

3.1. Versuchsaufbau

Die Untersuchung der beschriebenen Regelstruktur erfolgt an dem im Bild 11 dargestellten Versuchsstand. Der serienmäßige Umrichter EDU 210/8 wurde geringfügig verändert, so daß die Beträge von Ankerspannung und -frequenz unabhängig voneinander verstellt werden können. Für die Ständerstromregelung werden die Leiterströme über Wandler gemessen und in ein dem Strombetrag proportionales Gleichspannungssignal überführt. Mit Hilfe eines an die Motorwelle angeflanschten inkrementalen rotatorischen Gebers erfolgt die Lage- und Geschwindigkeitsmessung. Die AMKL kann zur Untersuchung des Störverhaltens der Regelung mit einer Pendelmaschine belastet werden.

3.2. Hardwarestruktur

Die Informationsverarbeitung erfolgt auf einem 8-bit-Rechner, dessen Kernstück eine grafikfähige Rechnerkarte ist. Sie erlaubt eine komfortables Abarbeiten und Testen von Assemblerprogrammen. Das Programm zur Steuerung und Regelung des Antriebs im Echtzeitbetrieb befindet sich auf einer angekoppelten intelligenten Antriebsrechnereinheit AR 88-02 (Bild 12). Dieser Rechnerteil besitzt alle zur Istwerterfassung und Stellsignalausgabe notwendigen peripheren Bauelemente. Dazu zählen insbesondere:

— CTC-Bausteine mit Drehrichtungsdecodierung und Impulsvervierfachung zur Auswertung der IGR-Impulse
— 10-bit-Digital-/Analogwandler für die Sollwertausgabe
— Analog-/Digitalwandler für die Stromistwerterfassung mit einer Auflösung von 10 bit.

3.3. Softwarestruktur

Die Programmierung der Algorithmen wurde in Assemblersprache unter Nutzung einer Macro-Bibliothek für arithmetische Operationen durchgeführt. Damit wird eine Abarbeitung im Echtzeit-

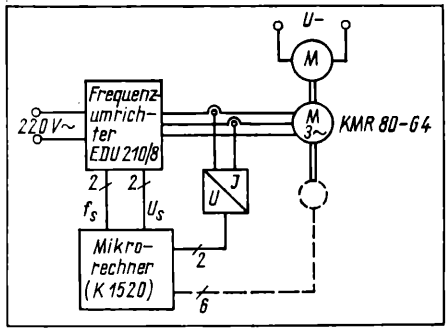


Bild 11. Versuchsaufbau der untersuchten Regelstruktur

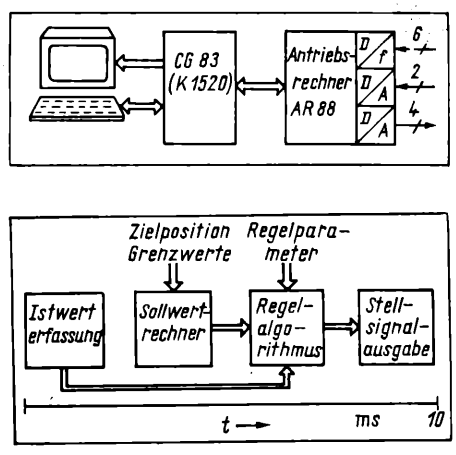


Bild 13. Zusammenwirken der Programmodule

Bild 12. Kopplung Mikrorechner-Grafikrechner-Antriebsrechner

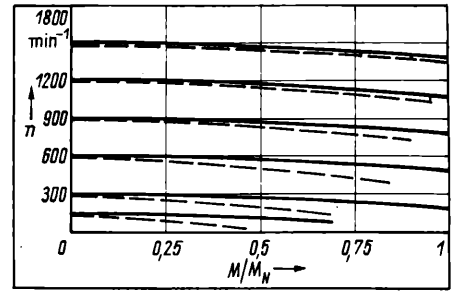


Bild 14. Stationäre $n = f(M)$-Kennlinien bei Schlupf-Strombetrag Regelung (———) und bei Ständerfrequenz-Ständerspannungs-Regelung (— — —)

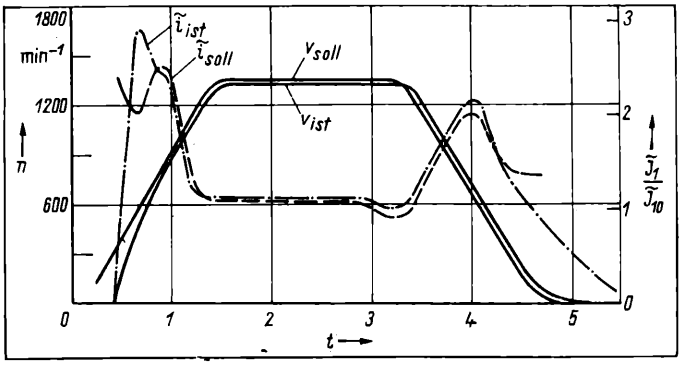


Bild 15. Drehzahl- und Stromverlauf bei einem Positioniervorgang ($M_W = 0$)

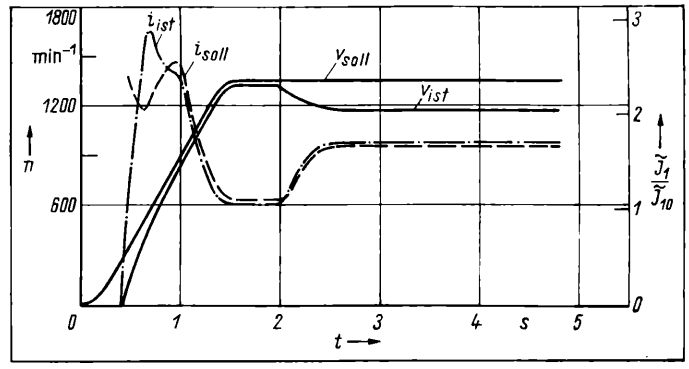


Bild 16. Drehzahl- und Stromverlauf bei einer Momentenänderung $M_W = 0 \rightarrow M_N$)

betrieb mit Taktzeiten im Millisekundenbereich möglich. Die Software wurde in Funktionsbausteine gegliedert (Bild 13). Der Sollwertrechner berechnet den Zeitverlauf des Rucks, der Beschleunigung, der Geschwindigkeit und des Weges für zeitoptimale Steuerfunktionen:

$$u(t) = (r_s(t); a_s(t); v_s(t); s_s(t)). \quad (13)$$

Eingangsgrößen des Sollwertrechners sind die Zielposition s und die Grenzwerte für Ruck, Beschleunigung und Geschwindigkeit, die in einem weiten Bereich frei wählbar sind. Im Regelungsmodul wird in jedem Taktzyklus der im Bild 6 gestrichelt umrandete Regelalgorithmus abgearbeitet. Das nichtlineare Übertragungsglied für die Bildung des Stromsollwertes aus der Läuferfrequenz wurde vorausberechnet und bei 50 Hz Sinusspeisung meßtechnisch überprüft (vgl. Bild 2).

3.4. Meßergebnisse

3.4.1. Stationäres Verhalten

Im Bild 14 sind gemessene Drehzahl-Drehmomenten-Kennlinien im Motorbetrieb dargestellt. Bei größeren als den dargestellten Momenten übersteigt der Ständerstrom den zulässigen Ausgangsstrom des Umrichters, so daß dessen Strombegrenzung wirksam wird. Es ist eine deutliche Verbesserung des stationären Verhaltens bei Einsatz der Stromregelung gegenüber der Ständerfrequenz-Ständerspannungs-Steuerung erkennbar. Während bei letzterer ein mit sinkender Ständerfrequenz zunehmender Abfall der Kennlinien zu verzeichnen ist, verursacht durch sinkenden Magnetisierungsstrom, kann man bei der Stromregelung von einer „eingeprägten" Kennlinie sprechen. Die Stromregelung gestattet auch bei Ständerfrequenzen $f_s < f_N$, den Motor mit dem bei f_N zulässigen Moment zu belasten, ohne daß die Strombegrenzung des Umrichters anspricht. Bei Sollfrequenzen $f_s < 0{,}1\,f_N$ kommt es aufgrund des Taktbetriebes des Wechselrichters zu starken Momentenpendelungen, so daß in diesem Bereich eine Regelung auf konstanten Magnetisierungsstrom nicht sinnvoll ist. Aus diesem Grund wird im Frequenzbereich $0{,}02 \leqq f_s/f_N \leqq 0{,}1$ eine Strukturumschaltung vorgenommen, in deren Folge anstelle der Stromregelung die Spannungs-Frequenz-Steuerung wirksam ist. Bei Ständerfrequenzen $f_s > f_N$ ist aufgrund der begrenzten Zwischenkreisspannung keine Regelung auf konstanten Magnetisierungsstrom mehr möglich.

3.4.2. Dynamisches Verhalten

Der Drehzahl- und Stromverlauf bei einem Positioniervorgang ist im Bild 15 dargestellt. Der verzögerte Anstieg der Istdrehzahl gegenüber der Solldrehzahl resultiert aus der im Umrichter wirkenden Impulssperre, die erst bei Erreichen einer Mindestfrequenz von $0{,}02\,f_N$ den Wechselrichter zur Steuerung freigibt. Die Drehzahldifferenz zwischen Soll- und Istwert entsteht aufgrund des eingesetzten P-Geschwindigkeitsreglers.

Bei $f_s = 0{,}1\,f_N$ erfolgt die Strukturumschaltung, so daß die Stromregelung wirksam wird. Nach dem Überschwingen des Stromes,

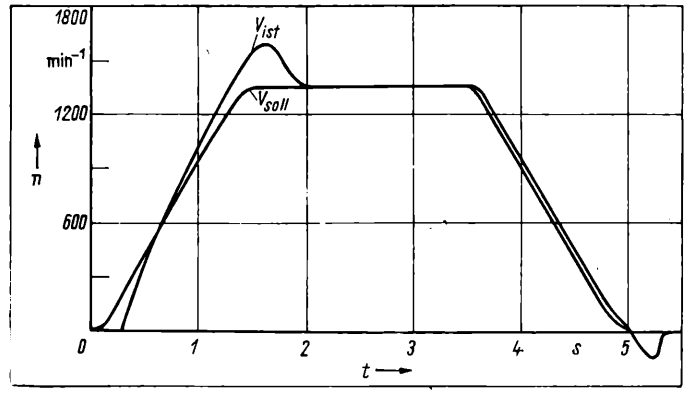


Bild 17. Drehzahlverlauf des lagegeregelten Positionierantriebs

verursacht vom I-Anteil des Stromreglers, wird eine gute Übereinstimmung von Soll- und Iststrom erreicht. Das gleiche gilt für eine im Bild 16 dargestellte Momentenänderung, die infolge der Wirkung der Ankerzeitkonstante der Pendelmaschine nur verzögert am Motor auftreten kann. Die Simulationsergebnisse belegen, daß die Regelung auch sprunghafte Momentenänderungen in wenigen Abtastperioden ausregelt. Bild 17 zeigt einen Positioniervorgang des lagegeregelten Antriebs. Der beim Hochlauf entstandene Wegfehler wird beim Überschwingen des Drehzahlistwertes wieder abgebaut. Es werden Positioniergenauigkeiten von $s = \pm 0{,}25$ Umdrehungen erreicht, die im wesentlichen aus dem Einsetzen der Impulssperre unterhalb von $0{,}02\,f_N$ herrühren.

4. Zusammenfassung

Es wurde ein Regelverfahren für Positionierantriebe mit Frequenzumrichtern untersucht. Die Schlupf-Strombetrags-Regelung führt zu einem sehr guten stationären und guten dynamischen Verhalten des Antriebs. Stör- und Führungsgrößenänderungen werden im 100-ms-Bereich ausgeregelt. Eine hinreichende Übereinstimmung von Simualtions- und Meßergebnissen konnte nachgewiesen werden. Der geregelte Drehstromantrieb ist z. B. für Fahr- und Hubantriebe von Brückenkranen einsetzbar.

Literatur

[1] *Vogel, J.:* Elektrische Antriebstechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1988
[2] *Wellner, A.:* Untersuchungen zum Spannungs- und Stromverlauf bei über Transistor-Spannungszwischenkreisumrichter gespeisten AMKL. Diplomarbeit, TU Otto von Guericke" Magdeburg, 1988
[3] *Seefried, E.; Müller, G.:* Frequenzgesteuerte Drehstromasynchronantriebe. Berlin: VEB Verlag Technik 1988
[4] *Schönfeld, R.; Eulitz, T.:* Simulation von Stromrichter-Maschinen-Systemen. ELEKTRIE, Berlin 42 (1988) 3, S. 112–116

EA 6045

Regelung elastischer Systeme mit Teilbeobachter

W. Schauer, KDT, Wismar

Herrn Prof. Dr. sc. techn. *Johannes Vogel* zum 60. Geburtstag

1. Zielstellung

Die zunehmende Automatisierung von Anlagen und Prozessen erfordert autarke dezentrale Antriebslösungen, die sich auch durch die Beherrschung elastischer Systeme auszeichnen. Dadurch kann den Forderungen nach Materialökonomie, Qualitätssicherung und erhöhter Zuverlässigkeit besser Rechnung getragen werden. Elektrische Antriebssysteme von Robotern, Werkzeugmaschinen, Transportsystemen usw. haben meist Zwei- oder Mehrmassensysteme. Zur zielgerichteten Beeinflussung der Bewegungsvorgänge ist der Einsatz einer Geschwindigkeits-Differenzaufschaltung oder Zustandsregelung möglich. Letztere ermöglicht künftig die durchgängige digitale Regelung auf der Basis moderner Mikrorechnersysteme [1]. Problematisch ist oft die Erfassung der Prozeßzustände. Die Anwendung von Teilbeobachtern führt zur Reduzierung des Meßaufwandes, ohne die Dynamik des Systems wesentlich zu beeinflussen.

2. Geschwindigkeitsdifferenzaufschaltung

2.1. Betragsoptimale Einstellung ohne Beobachter

Bild 1 enthält den Signalflußplan eines ungedämpften Zweimassesystems. Der optimierte Stromregelkreis wird durch ein VZ1-Glied beschrieben. Bei Anwendung eines proportionalen Drehzahlreglers (Störungen bleiben zunächst unbeachtet) ergibt sich mit der Reglereinstellung

$$K_\omega = \frac{J_M}{2\,V_S\,T_S} \tag{1}$$

und $K_D = 0$ das im Bild 2 dargestellte Führungsverhalten ($J_M/J_L = 10$, $C_S = 100$ Nm, $T_S = 10$ ms). Das Führungsverhalten wird durch schwachgedämpfte Schwingungen im Lastgeschwindigkeitsverlauf ω_L, Motorgeschwindigkeitsverlauf ω_M und Momentenverlauf m gekennzeichnet.
Nach Einführung der Geschwindigkeits-Differenzaufschaltung ($K_D \neq 0$) ist eine wirkungsvolle Dämpfung des Verhaltens möglich. Durch Ausnutzung der Freiheitsgrade K_ω und K_D kann eine optimale Einstellung gefunden werden. Die Methode der Doppelverhältnisse ergibt entsprechend der betragsoptimalen Einstellung nach [2]:

$$K_\omega = \frac{1}{V_S}\sqrt{\frac{C_S}{8}\,\frac{(J_M + J_L)^3}{J_M \cdot J_L}}. \tag{2}$$

$$K_D = 4\,\frac{J_M}{J_M + J_L} - T_S\sqrt{\frac{8\,C_S\,J_M}{J_L\,(J_M + J_L)}} - 1. \tag{3}$$

Prof. Dr. sc. techn. *Winfried Schauer* ist Direktor der Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik und Leiter des Wissenschaftsbereiches Automatisierungstechnik der Technischen Hochschule Wismar.

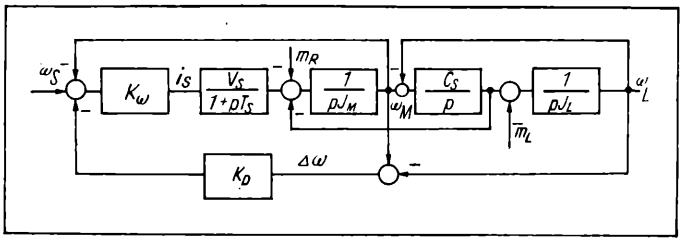


Bild 1. Geschwindigkeitsdifferenzaufschaltung

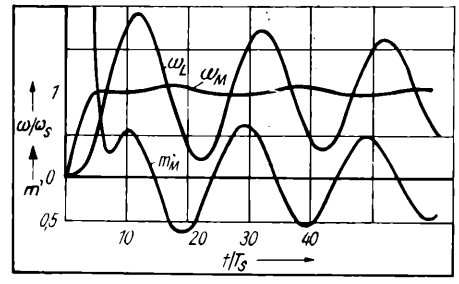


Bild 2
Führungsverhalten der unterlagerten Regelung – ungedämpft (m_M' bezogenes Motormoment)

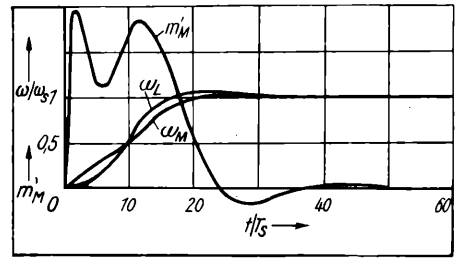


Bild 3
Führungsverhalten bei Geschwindigkeitsdifferenzaufschaltung

Zum Vergleich ist das Führungsverhalten im Bild 3 dargestellt. Die mechanische Wechselbeanspruchung ist deutlich reduziert. Nachteilig wirken sich Laststörungen aus und die Messung der Lastgeschwindigkeit ist erforderlich.

2.2. Regelkreisoptimierung mit Teilbeobachter

Durch Einsatz eines Teilbeobachters (Störgrößenbeobachter) wird das Widerstandsmoment mit den Komponenten Reibmoment, Lastmoment und übertragenes Moment rekonstruiert und dessen Einfluß eliminiert [3] [4]. Die Ermittlung der Winkelgeschwindigkeitsdifferenz ist möglich und somit eine Lastgeschwindigkeitsmessung nicht erforderlich (Bild 4). Für die betragsoptimale Einstellung folgt:

$$K_\omega = \frac{J_M}{V_S}\sqrt{\frac{C_S}{8\,J_L}}. \tag{4}$$

$$K_D = 3 - T_S\,\frac{J_L + J_M}{J_M}\sqrt{\frac{C_S\,8}{J_L}}. \tag{5}$$

Bild 5 zeigt, daß ähnliche Ergebnisse wie im Abschn. 2.1. erreicht werden. Zur Verdeutlichung der Wirkungsweise ist das übertragene Moment m_B bzw. die reale und beobachtete Winkelgeschwindigkeitsdifferenz $\Delta\omega$ dargestellt. Das Zeitverhalten des Beobachters (VZ1-Glied) führt zu einer Verzögerung, die durch die Wahl der Zykluszeit des Mikrorechners minimiert werden kann.

2.3. Störverhalten

Zwei Störeinflüsse sind bedeutungsvoll:
— Momentänderungen an der Motorwelle (m_R)
— Lastmomentänderungen (m_L).

Die Summe beider Komponenten wird vom Störgrößenbeobachter ermittelt und bewertet auf den Stromregelkreis aufgeschaltet. Bild 6 zeigt das Störverhalten bei zeitlich gestaffelter und sprungförmiger Änderung der Widerstandsmomente. Bedingt durch das Trägheitsmomentverhältnis ($J_M/J_L = 10$) wird das Moment m_R deutlich früher als das Lastmoment durch den Beobachter (m_B) ermittelt. Somit besteht die Möglichkeit, in ähnlichen Fällen die einzelnen Komponenten mit einer Logik zu bestimmen.

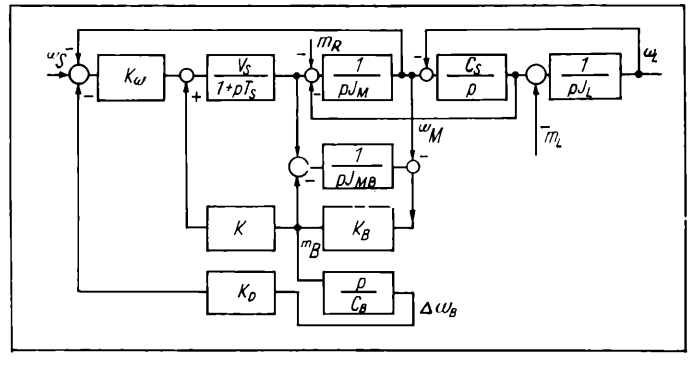


Bild 4. Geschwindigkeitsdifferenzaufschaltung mit Teilbeobachter

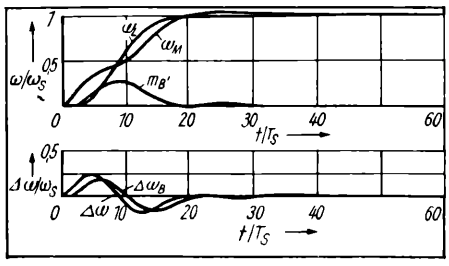


Bild 5. Führungsverhalten der Geschwindigkeitsdifferenzaufschaltung mit Teilbeobachter
a) Geschwindigkeitsverlauf und beobachtetes Moment
b) Geschwindigkeitsdifferenz

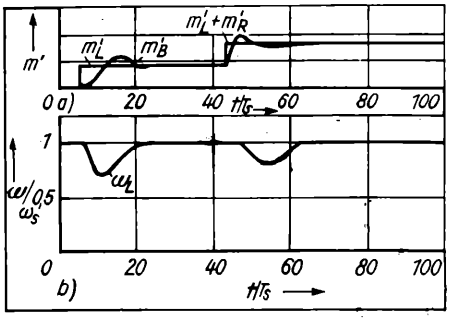


Bild 6. Störverhalten
a) Widerstandsmomentensprünge und Beobachtung des Lastmomentes (bezogene Größen)
b) Ausregelung der Lastgeschwindigkeitsänderung

3. Zustandsregelung

3.1. Parameterbestimmung des Zustandsreglers

Entsprechend der im Bild 7 vorgestellten Struktur ist die Bestimmung der Reglerparameter r erforderlich. Durch Koeffizientenvergleich von charakteristischer Gleichung und gewünschtem Polynom (mit der Ersatzzeitkonstanten T_E) folgt:

$$r_I = 1024 \frac{J_M \cdot J_L \cdot T_S}{C_S V_S T_E^5} \tag{6}$$

$$r_1 = \frac{1}{V_S}\left(16 \frac{T_S}{T_E} - 1\right) \tag{7}$$

$$r_2 = \frac{J_M T_S}{V_S}\left[\frac{128}{T_E^2} - C_S\left(\frac{1}{J_M} + \frac{1}{J_L}\right)\right] \tag{8}$$

$$r_3 = \frac{J_M T_S}{V_S}\left[\frac{512}{T_E^3} - C_S \frac{16}{T_E}\left(\frac{1}{J_L} + \frac{1}{J_M}\right)\right] \tag{9}$$

$$r_4 = 1024 \frac{J_M J_L T_S}{V_S C_S T_E^4} - r_2. \tag{10}$$

Das Führungsverhalten des Systems bei direkter Erfassung aller Prozeßgrößen (Bild 8) und Einsatz eines Teilbeobachters (Bild 9) zeigt vergleichbare Ergebnisse wie im Abschn. 2.2.
Vorteilhaft kann jedoch durch freie Wahl der Ersatzzeitkonstanten das Zeitverhalten beeinflußt werden.

3.2. Reduzierung der Meßaufgaben

Auf die Ermittlung bzw. Messung der Prozeßgrößen Verdrehwinkel φ sowie Lastgeschwindigkeit ω_L kann bei folgenden Bedingungen verzichtet werden:

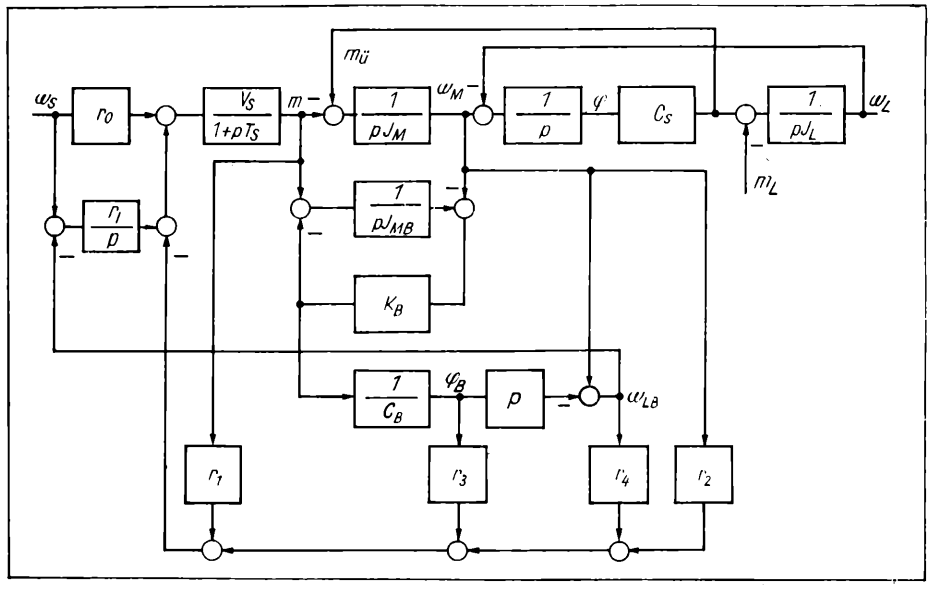


Bild 7. Zustandsregelung mit Teilbeobachter

$$T_E = 16 \cdot T_S \tag{11}$$

$$T_E = \sqrt{\frac{32}{C_S} \frac{J_M J_L}{J_M + J_L}}. \tag{12}$$

Nach (11) ist die Erfassung der Zustandsgröße m und (12) die Erfassung von φ nicht erforderlich, da die jeweiligen Reglerkoeffizienten Null werden. Somit besteht die Möglichkeit der weiteren Aufwandsreduzierung.
Die Beherrschung der Motorströme ist bei Anwendung eines Fahrkurvenrechners zur Sollwertvorgabe gegeben.

3.3. Einfluß von Nichtlinearitäten

Typische Nichtlinearitäten stellen Getriebelose und Strombegrenzungen dar. Beispielhaft ist im Bild 10 der Einfluß einer Strombegrenzung dargestellt. Anregelzeit und Überschwingweite werden erwartungsgemäß beeinflußt, setzen der Lösung jedoch keine Grenzen. Bei Anwendung eines Fahrkurvenrechners ist meist nur das Störverhalten bedeutungsvoll. Dem muß bei Auslegung des Stellgliedes Rechnung getragen werden.

4. Zusammenfassung

Der Einsatz von Mikrorechnern ermöglicht die Anwendung neuer Lösungsansätze zur Regelung elektrischer Antriebe. Teilbeobachter führen zu vorteilhaften Regelstrukturen mit minimalem Meßaufwand. Zur Sicherung der zeitdiskreten Regelung sind Zykluszeiten in der Größenordnung von 2 ms erforderlich.

Literatur

[1] *Naunin, D.; Cevik, M. K.:* Vollständige digitale Regelung von Servoantrieben. msr, Berlin 31 (1988) 12, S. 540 – 545
[2] *Vogel, J.*, u. a.: Elektrische Antriebstechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1988
[3] *Palis, F.; Riefenstahl, U.; Schauer, W.; Vogel, J.:* Regelung elektrischer Antriebssysteme mit Mikrorechnern zur Verminderung mechanischer Einflüsse. ELEKTRIE, Berlin 41 (1987) 4, S. 124 – 127
[4] *Brandenburg, G.:* Einfluß und Kompensation von Lose und Coulombscher Reibung bei einem drehzahl- und lagergeregelten, elastischen Zweimassensystem. Automatisierungstechnik 37 (1989) 1, S. 23 – 31

EA 6039

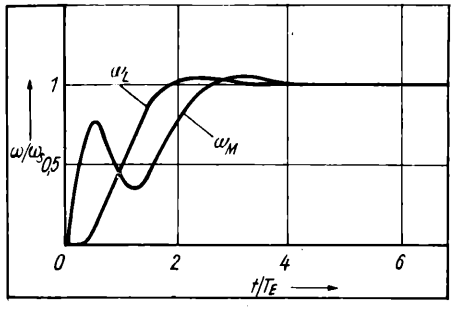


Bild 8. Führungsverhalten der Zustandsregelung ohne Beobachter

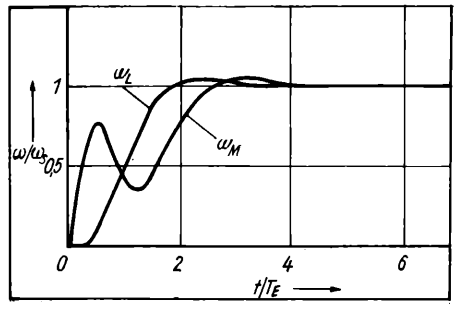


Bild 9. Führungsverhalten der Zustandsregelung mit Beobachter

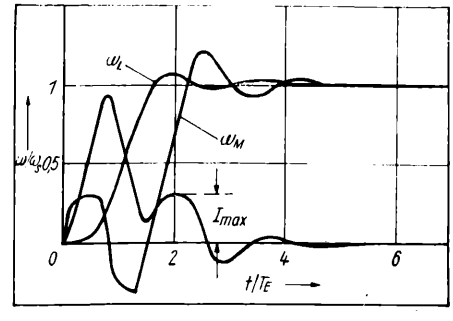


Bild 10. Einfluß der Strombegrenzung

SKET-matic SPS 8/16 ein Steuerungskonzept für die Lösung zeitkritischer Antriebsprobleme

R. Teßmer, KDT; F.-D. Küstermann, KDT; Magdeburg

Die Lösung von Automatisierungsproblemen hat durch den Einsatz der Mikrorechentechnik eine neue Qualität erreicht. Die dabei auftretenden Grenzen werden immer weiter in die Prozeßnähe verlagert, wodurch die Rechentechnik ständig kürzere Reaktionszeiten realisieren muß. Die Lösung von Antriebsproblemen ist dafür ein markantes Beispiel. Die Beherrschung von Antrieben der Robotertechnik, von Positioniereinrichtungen usw. erfordern vor allen Dingen bei variablen Lastparametern komplizierte und damit zeitaufwendige Regelalgorithmen.

1. Hardwarekonzept

Um diese Aufgaben lösen zu können, wurde ein Steuerungskonzept erarbeitet, das flexibel in den Leistungsparametern und zukunftssicher ist. Die Entwicklung wurde als Mehrrechnersystem realisiert. Grundsätzlich besteht die gesamte Steuerung aus einer Aneinanderreihung von identischen Mikrorechnermodulen. Die nötigen Peripherieanschlüsse werden jedem Mikrorechnermodul in Form einer in Sandwichbauweise angeordneten Leiterplatte (Peripheriemodul) zugeordnet.

Einer der Mikrorechnermodule übernimmt die Masterfunktion. Die Kopplung mit den anderen Mikrorechnern erfolgt über einen Dual-Port-RAM mit Hilfe eines Systembusses (K 1520 oder AMS). Mit der im Bild 1 gezeigten Anordnung ist eine Steuerung realisierbar, die in ihrer Rechenleistung und Peripherieanschlußmöglichkeit durch die Anzahl der Rechnermodule in starkem Maße variiert werden kann.

Die Kommunikation zwischen den Rechnermodulen wird vom Master gesteuert. Eine weitere Möglichkeit, eine Kopplung der einzelnen Module zu erreichen, besteht über die auf jedem Rechner vorhandenen zwei „IFSS"-Schnittstellen. Hierüber kann auch die Verbindung zu anderen Steuerungssystemen (z.B. MRS 703, SPS 7000) erfolgen, ohne an einen einheitlichen Systembus gebunden zu sein. Die auf jeden Rechnermodul (MR) aufgesteckte Peripherie wird nur vom eigenen Rechner bedient. Um die Variabilität des Gesamtsystems weiter zu erhöhen, wurden die Peripheriemodule so ausgelegt, daß auch ein direkter Betrieb am Systembus möglich ist.

Ein grundsätzlicher Gesichtspunkt bei der Entwicklung der Hard- und Software war die Einsatzfähigkeit der Module in vorhandenen industriellen Steuerungen (z.B. MRS 703, SPS 7000). Die Vorgehensweise bei der Realisierung wird dadurch bestimmt, daß in erster Linie vor allem Module für rechenzeitintensive Problemlösungen aufgebaut werden müssen. Dazu gehören in ihrer Realisierungsreihenfolge

- Antriebsmodul
- Grafikmodul
- Meßwerterfassungsmodul
- Schrittmotorenmodul.

2. Softwarekonzept

Eine Grundvoraussetzung für ein einheitliches Softwarekonzept war die hochstandardisierte Hardware (einheitliche Rechnermodule).

Der bis jetzt oft praktizierte Weg der Problemlösung durch eine Assemblerprogrammierung der konkret vorliegenden Aufgabe ist für eine hohe Allgemeingültigkeit nicht akzeptabel. Die Anwendung höherer Programmiersprachen scheitert an den hohen Rechenzeitanforderungen an das Softwaresystem.

Aus diesem Grunde wurde eine sogenannte strukturierte Programmierung als Kompromiß zwischen einer Hochsprache und der Assemblerprogrammierung angewendet. Diese Lösung hat das Grundprinzip, daß der Anwender der Hardware sein Problem durch einfache Anweisungen ohne Kenntnis der Maschinenprogrammierung lösen kann.

Bild 2 zeigt die grundsätzliche Verfahrensweise der Umsetzung eines Problems in ein entsprechendes Programm.

Ausgehend von einer umfangreichen Programmbibliothek, den so-

Prof. Dr. sc. techn. *Richard Teßmer* ist Sektionsdirektor der Sektion Automatisierungs- und Elektrotechnik der TU Magdeburg; Dr.-Ing. *Falk-Dietmar Küstermann* ist Forschungsingenieur an der Sektion Automatisierungs- und Elektrotechnik der TU Magdeburg.

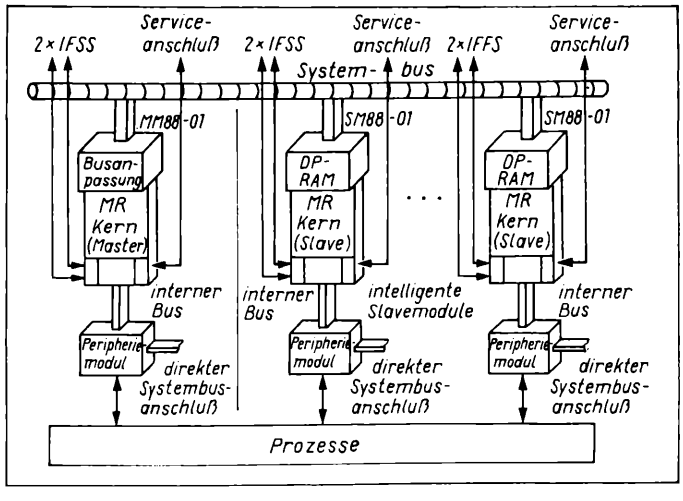


Bild 1. SKET-matic-SPS 8/16 Hardwarestruktur

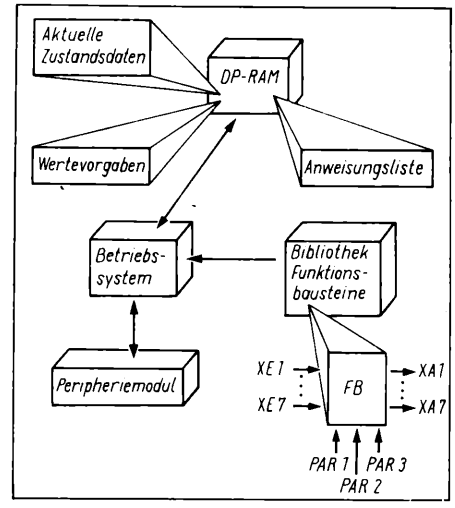


Bild 2
Softwarestruktur für SKET-matic 8/16

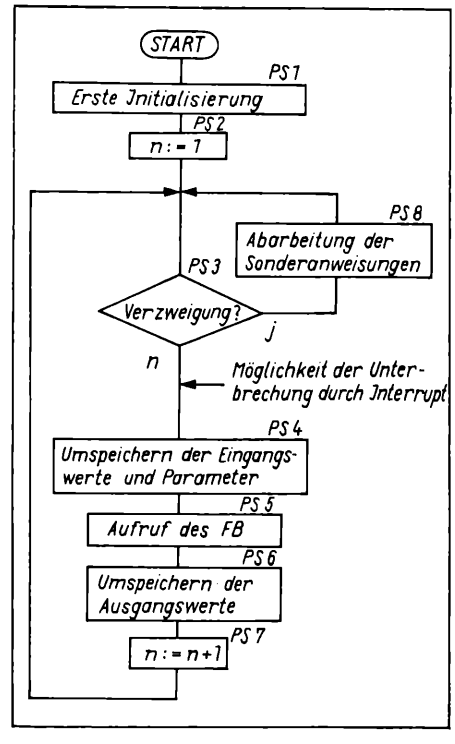


Bild 3
Vereinfachter Programmablaufplan des Betriebssystems

genannten Funktionsbausteinen, wird der eigentliche Programmalgorithmus durch eine auf dem Dual-Port-RAM übergebene Anweisungsliste, in der die Aufrufreihenfolge der Funktionsbausteine festgelegt ist, bestimmt.
Die Anweisungsliste wird von einem Betriebssystem entschlüsselt. Der Funktionsbaustein wird aufgerufen, mit Wertevorgaben sowie mit aktuellen Zustandsdaten versorgt und dann abgearbeitet. Um diesen Aufruf allgemeingültig realisieren zu können, muß der Funktionsbaustein in seinen äußeren Verbindungen standardisiert sein. Er hat max. 7 Eingangsgrößen und 7 Ausgangsgrößen, deren Adressen eine Länge von 2 Byte haben. Hinter diesen Adressen, die in der Anweisungsliste stehen, verbergen sich die 3 Byte langen Wertevorgaben oder Aktualoperanden. Die Parameter werden direkt in Form von 3-Byte-Zahlen übergeben.
Die Anzahl der tatsächlich verwendeten Ein- und Ausgangsgrößen wird dem Betriebssystem als Kennzeichen innerhalb der Anweisungsliste bei jedem Funktionsbausteinaufruf mitgeteilt.
Der im Bild 3 dargestellte Ablauf des Betriebssystems beginnt damit, daß ständig die erste Speicherstelle des Dual-Port-RAM abgefragt wird, um auf das Startsignal des Masterrechners zu warten. Hat der Masterrechner die Anweisungsliste auf den Dual-Port-RAM umgespeichert, erfolgt der Start.
Nach einer Grundinitialisierung (Löschen der Arbeitsbereiche, Stackvereinbarung usw.) erfolgt die Abarbeitung der 1. Anweisung. Zuerst wird untersucht, ob es sich bei dieser Anweisung um eine Verzweigung handelt. (Dazu gehört auch die „HALT"-Anweisung, um auf einen Interrupt zu warten.) Ist das der Fall, wird diese Verzweigung entsprechend der Ergebnisse der vorhergehenden Anweisung ausgeführt und an der in der Anweisungsliste angegebenen Stelle fortgesetzt.
Handelt es sich um keine Verzweigung, erfolgt die Umspeicherung der Eingangsgrößen und Parameter in einen für jeden Rechner identischen RAM-Bereich des Arbeitsspeichers, auf den dann die nachfolgend aufgerufenen Funktionsbausteine zugreifen.
Die Ergebnisse legt der Funktionsbaustein auf dem Arbeitsspeicher ab. Das Betriebssystem speichert dann die Ausgangsgrößen auf die in der Anweisungsliste angegebenen Adressen. Es erfolgt dann der Übergang zur nächsten Anweisung. Mit dieser Vorgehensweise ist es also möglich, beliebige Algorithmen, nur durch das Schreiben einer Anweisungsliste auf den Dual-Port-RAM zu realisieren, wodurch Änderungen und Schrittest ohne Probleme möglich sind.
Der zu realisierende Funktionsumfang wird durch die auf EPROM gespeicherten Funktionsbausteine bestimmt. Dafür stehen 32-KByte Speicherlänge auf jedem Mikrorechner zur Verfügung, wobei jeder Mikrorechner unabhängig von seinem aufgesteckten Peripheriebaustein eine identische Funktionsbausteinbibliothek hat (Austauschbarkeit).
Folgende Gruppen von Funktionsbausteinen wurden realisiert:

— Allgemeingültige Bausteine
  - Festkommaarithmetik (1 bis 4 Byte)
  - Vergleichsoperationen — Festkomma
  - Gleitkommaarithmetik (2 Byte Mantisse, 1 Byte Exponent)
  - Konvertierungen
  - Interruptsteuerbausteine
— Bausteine für den Antriebsmodul
  - IGR-Eingabe
  - Analogsignalausgabe
  - Analogsignaleingabe
  - CTC-Initialisierung
  - PIO-Initialisierung
  - Verzögerungsglied 1. Ordnung
  - Integrator
  - P-Regler
  - Beobachter mit PI-Regler
  - Simulation eines Antriebs
— Bausteine für den Grafikmodul
  - Baustein zum Entwurf von Funktionsabläufen
  - Baustein zum Zeichnen von gespeicherten Bildern
  - Baustein zum Darstellen von Echtzeitgrößen (Zahlenwerte)
  - Baustein zum Darstellen von Echtzeitgrößen als Kurvenverläufe (max. 8 Kurven).

Die Funktionsbausteine können vom Anwender, unter Beachtung der getroffenen Vereinbarungen zu deren Aufbau, ständig erweitert werden, ohne daß sich der prinzipielle Ablauf ändert.
Ein besonderes Problem ist die Interruptverarbeitung. Durch entsprechende Parametrierung der Initialisierungsbausteine ist der Aufbau von Interruptverschachtelungen bis zu einer Tiefe von 20 Unterbrechungsebenen möglich.

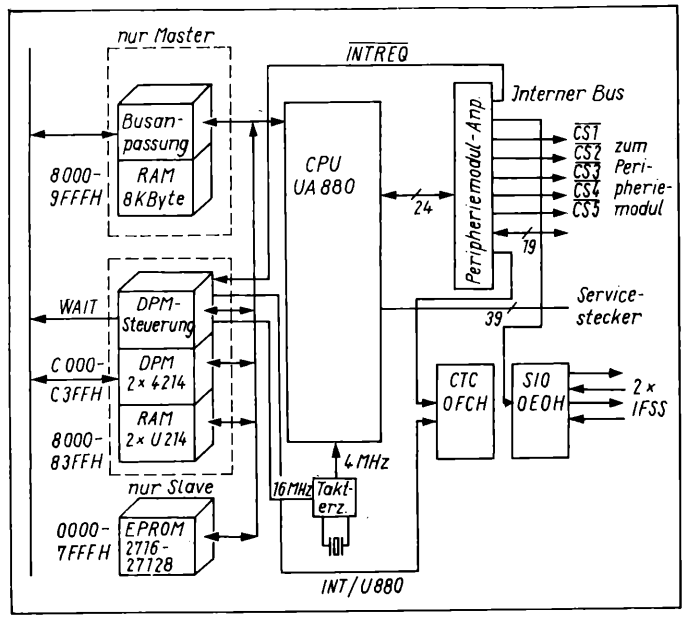


Bild 4. Funktionsstruktur des Master-Slave-Moduls

3. Master-Slaverechner (MM 80-01, SM 88-01)

Prinzipiell unterscheiden sich der Master- und Slaverechner dadurch, daß der Slaverechner nur über den Dual-Port-RAM als passive Baugruppe angekoppelt ist, während die CPU des Masterrechners eine direkte Busverbindung hat. Im Bild 4 ist der Aufbau der Rechner dargestellt.
Der interne Aufbau des Mikrorechnerskerns ist weitgehend identisch. Beide haben folgende Kennzeichen:

- CPU — U880A (4 MHz)
- 32-KByte-EPROM (0000H-7FFFH)
- Steckverbinder zum Anschluß von Peripheriemodulen (24polige EFS-Buchse)
- 2 IFSS-Schnittstellen (SIO, 0E0H, 10polige EFS-Buchse)
- System-CTC (0FCH).

Der Steckverbinder zum Anschluß der Peripherie hat alle getriebenen Signale, um eine große Anzahl von Peripheriebausteinen anschließen zu können. Die Ankopplung erfolgt durch das direkte Zusammenstecken von Mikrorechnermodul und Peripheriemodul ohne Verbindungskabel.
Folgende Signale werden übertragen:

- CPU-Steuersignale ($\overline{RD}$, $\overline{IORQ}$, $\overline{M1}$, $\overline{RES}$, $\overline{INT}$, IEO, IEI)
- Taktfrequenz (C oder $\overline{C}$ je nach Wickelverbindung)
- Datenbus (D0 · · · D7)
- Adressen (A0, A1)

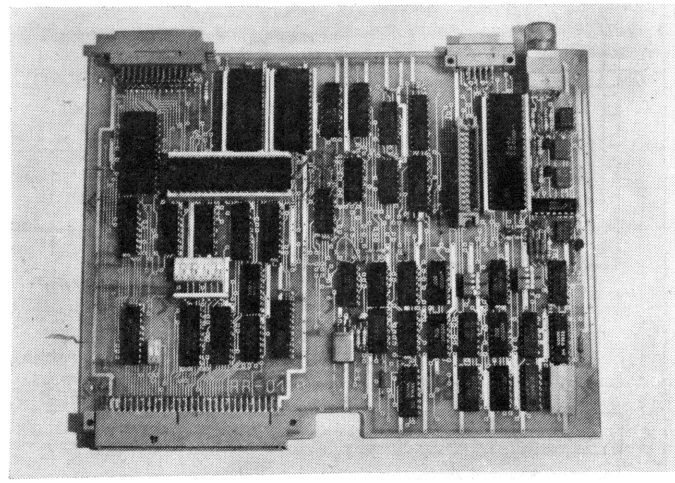


Bild 5. Realisierte Leiterkarte des Slave-Moduls SM88-01

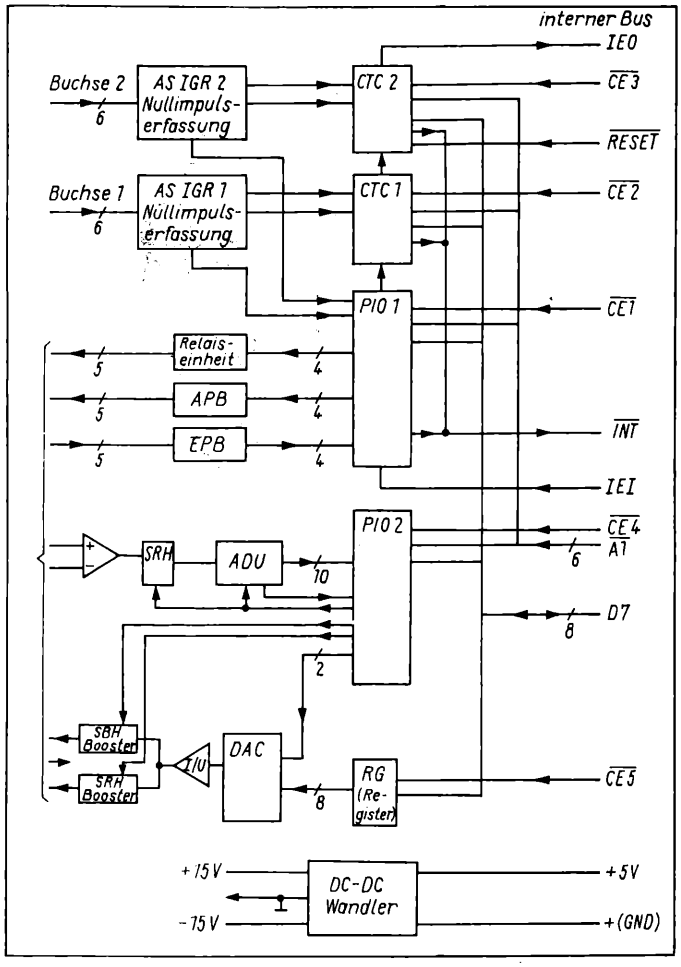


Bild 6. Funktionsstruktur des Antriebsmoduls AM 88/2-01

- Auswahlsignale für die Peripheriebausteine
  $\overline{CS1}$ = 0E8H — 0EBH
  $\overline{CS2}$ = 0F8H — 0FBH
  $\overline{CS3}$ = 0E4H — 0E7H
  $\overline{CS4}$ = 0F4H — 0F7H
  $\overline{CS5}$ = 0ECH — 0EFH.

Der Masterrechner hat die Möglichkeit, einen CMOS-RAM (8000H—0BFFFH) mit max. 16 KByte Länge anzuschließen. Durch die Zuführung der Stützspannung kann dieser RAM die Anweisungslisten für die angeschlossenen Slavemodule speichern, wodurch eine einfache Änderung bzw. Neueingabe über die serielle Schnittstelle erfolgen kann, ohne eine EPROM-Programmierung vornehmen zu müssen.
Der freibleibende Adreßraum (0C000H--0FFFFH) dient der Anschlußmöglichkeit von max. 16 Slaveeinheiten mit einer Dual-Port-RAM-Länge von 1 KByte je Modul.
Die eigentliche Ankopplung des Masterrechners an den Systembus hat keine Besonderheiten (Prozessorabschaltung durch $\overline{BUSRQ}$ möglich). Der Slaverechner hat als zentrale Funktionsgruppe einen Dual-Port-RAM von 1 KByte Länge. Der Adreßbereich kann in 1-KByte-Schritten über den gesamten Adreßraum frei gewählt werden. Der Zugriff von Master- und Slaverechner zu diesem RAM wird über die Generierung von WAIT-Signalen gesteuert. Durch eine getaktete Steuerung sind Konflikte ausgeschlossen. Weiterhin hat der Slaverechner einen sogenannten Servicesteckverbinder, der einen Test des Slaverechnerkerns sowie der Funktionsbausteine über ein spezielles Adapterkabel ermöglicht.
Der Dual-Port-RAM aus der Sicht der Slave-CPU liegt an der Adresse 0C000H—0C3FFH. Des weiteren wurde auf dem Slaverechner ein Arbeitsspeicher von 1 KByte Länge (8000H—83FFH) installiert, um den vollen Umfang des Dual-Port-RAM zum Speichern der Anweisungsliste nutzen zu können.
Der Masterrechner kann durch das Ansprechen der achtletzten Speicherzelle des Dual-Port-RAM einen Interrupt an die Slave-CPU über den Kanal 3 des System-CTC auslösen, um den Ablauf im Slaverechner zu beeinflussen.
Die Änderung des Slavemoduls für den Betrieb an einem 16-bit-Bus ist problemlos und liegt als Leiterplattenvariante vor. Bild 5 zeigt den praktisch realisierten Slavemodul im K-1520-Format.

4. Antriebsmodul AM 88/2-01

Die Funktionsgruppen des Antriebsmoduls sind im Bild 6 gezeigt. Die Baugruppe ist für die Steuerung und Regelung von 2 Antrieben ausgelegt. Dafür sind 2 inkrementale Geber (IGR-E) anschließbar. Die Stromversorgung der Geber erfolgt über die Leiterkarte. Außer einer Rechts-/Linkslauferkennung ist eine getaktete Impulsvervierfachung realisiert. Die Erfassung der vervierfachten IGR-Impulse erfolgt durch 16-bit-Zähler (CTC1,2). Ebenfalls auswertbar sind die IGR-Nullimpulse. Zur minimalen Verarbeitung von Digitalsignalen enthält die Leiterkarte 2 Wechselkontakte zur universellen Anwendung sowie je 4 potentialgetrennte Ein- und Ausgänge.
Eine weitere Funktionsgruppe ist die Analogeingabe. Die Analogeingabe ist durch einen hochohmigen Differenzverstärker mit nachfolgender Sample-and-hold-Schaltung und AD-Wandler (10 bit) gekennzeichnet.
Die Analogeingabe hat folgende Daten:

- 1 Analogeingang (Differenzeingang)
- Eingangsspannung U_I — 10 V bis 9,98 V
- Eingangswiderstand 200 kΩ
- Gleichtaktunterdrückung CMR > 60 dB ($|U_{CM}| \leqq 10$ V)
- Sample-and-hald-Erfassungszeit $\geqq 7$ µs,
- ADU-Wortbreite 10 bit
- ADU-Umsetzzeit 40 µs
- Eingangsspannungserfassungsfehler $< \pm 20$ mV
- Abbildungsvorschrift

$$B_W = (U_I + 10\ V)\frac{512}{10\ V}$$

B_W — Binärwert

U_I V	D9	D8 ··· D0
— 10 V	0	0 ··· 0
⋮		
0	1	0 ··· 0
⋮		
+ 9,98 V	1	1 ··· 1

Die Analogausgabe hat 2 Kanäle, die im Multiplexbetrieb arbeiten. Ein Digital-Analog-Wandler (10 bit) mit nachgeschaltetem Strom-Spannungs-Wandler erzeugt aus dem 10-bit-Eingangswort eine Ausgangsspannung von — 10 V bis + 9,98 V. Die Kette der folgenden Sample-and-hold-Glieder übernimmt die Multiplexerfunktion. Somit darf lediglich ein Sample-Signal bei stabilem Eingangsdatenwort aktiv sein.
Die den Sample-and-hold-Gliedern nachgeschalteten Booster mit Tiefpaßfunktion sorgen für ein niederohmiges Treiben der Übertragungsleitungen.
Die Analogausgabe hat folgende Daten:

- 2 Analogausgänge (Multiplexbetrieb)
- Ausgangsspannung U_{OUT} — 10 V bis + 9,88 V
- Lastwiderstand $\geqq 2$ kΩ
- Erfassungszeit $\geqq 5$ µs
- Haltezeit < 30 ms
- DAU-Wortbreite 10 bit
- Ausgangsspannungsfehler $< \pm 30$ mV
- TK der Ausgangsspannung $< \frac{2\ mV}{K}$
- Abbildungsvorschrift

$$U_{out} = B_W \cdot \frac{10\ V}{512} - 10\ V$$

B_W = Binärwert

D1 1	D10 ··· D2	U_{OUT}
0	0 ··· 0	— 10 V
	⋮	
0	0 ··· 0	0 V
	⋮	
1	1 ··· 1	+ 9,98 V

Die anderen Funktionsgruppen haben folgende Daten:

— Relaiseinheit
  - 2 Wechselkontakte (4 DIL-Relais RGT 13/1)
  - Schaltstrom 0,4 A
  - Schaltspannung 100 V Gleichspannung, 110 V Wechselspannung

— Universaleingänge
  - 4 potentialgetrennte Digitaleingänge

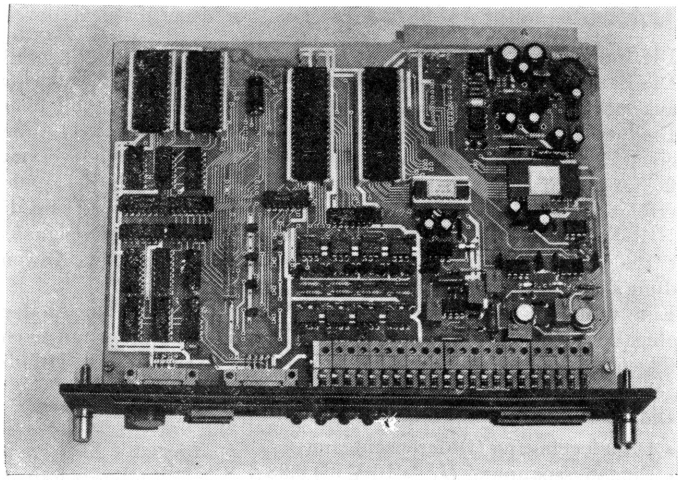


Bild 7. Realisierte Leiterkarte des Antriebsmoduls AM 88-1

- Eingangsstrom $\geqq 15$ mA
  < 30 mA
- Eingangsspannung $\geqq 4{,}5$ V (entsprechend R1)
- Eingangsfrequenz < 500 kHz

— Universalausgänge
- 4 potentialgetrennte Digitalausgänge
- Ausgangsstrom $\leqq 40$ mA
- Ausgangsspannung < 20 V

Im Bild 7 ist der mechanische Aufbau des Antriebsmoduls AR 88/2-01 dargestellt.

5. Grafikmodul CG 2000

Der Grafikmodul ermöglicht die Ansteuerung eines Farbmonitors mit einem RGB-Signal sowie einer getrennten Zuleitung des Synchronsignals. Der Grafikmodul hat den Grafikprozessor U 82720 und 3×64 KByte Speicherbänke zur Realisierung von 8 Farben. Die Möglichkeit des Bildschirmzoom (bis 16) wird hardwaremäßig unterstützt. Des weiteren hat der Modul die Möglichkeit, beliebige Felder durch Blinkfunktionen hervorzuheben. Die Auflösung ist von der Prozessorprogrammierung abhängig. Der Taktgenerator erzeugt die Bildpunktfrequenz von 16 MHz, die entsprechend des eingestellten Bildschirmzoom geteilt wird. Bild 8 zeigt den funktionellen Zusammenhang der einzelnen Schaltungsgruppen und deren vereinfachtes Signalspiel.

Daten des Grafikmoduls

Bildvergrößerung 1 bis 16 (wirkt horizontal und vertikal gleichzeitig) (zooming)

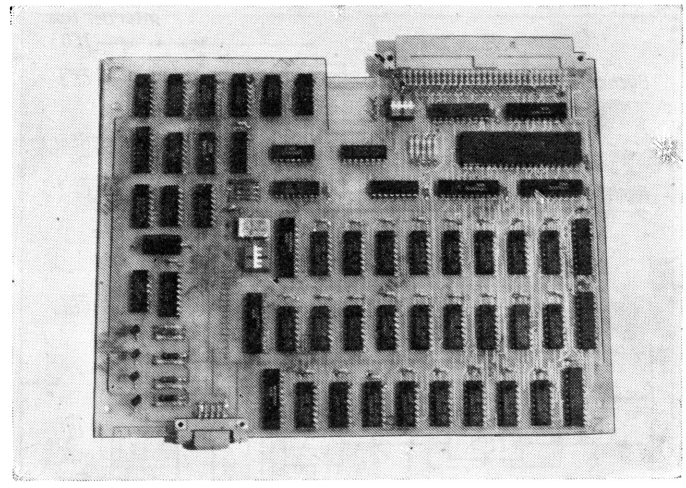


Bild 9. Realisierte Leiterkarte des Grafikmoduls CG 2000

Anzahl der Bildfenster	2
Bildfensterverschiebung (Panning)	
vertikal	im Zeilenraster
horizontal	im Raster von 8 Punkten
Rechnerinterface	K-1520-Systembus
	interner Slavebus (SM 88—01)
Stromversorgung	5 V $\pm$ 5%, 0,9 A

Im Bild 9 ist der mechanische Aufbau des Grafikmoduls CG 2000 (in der Variante als K-1520-Leiterplatte) dargestellt.

6. Anwendungsbeispiel

Die Anwendung des Programmierprinzips erfolgt für die Realisierung einer Drehzahlbeobachterregelung eines Gleichstromantriebs, die im Bild 10 dargestellt ist. Um die Rechenzeit auf ein Minimum zu senken, werden dafür folgende speziellen Funktionsbausteine genutzt:

IGR1 (5DH)	Auswertung der IGR-Impulse Kanal 1
DAU12 (5CH)	Digital-Analog-Umsetzung Ausgang 1
PIO12 (41H)	PIO-Initialisierung für AR 88/2-01
CTCIGR (43H)	CTC-Initialisierung für IGR-Eingabe
CTC (42H)	System-CTC-Grundinitialisierung
INICTC (44H)	Initialisieren und Starten von CTC-Kanälen
BEOB1 (59H)	Beobachter
REG1 (5AH)	P-Regler
(XXH)	Aufrufnummer

Im einzelnen übernehmen die Funktionsbausteine folgende Aufgaben:

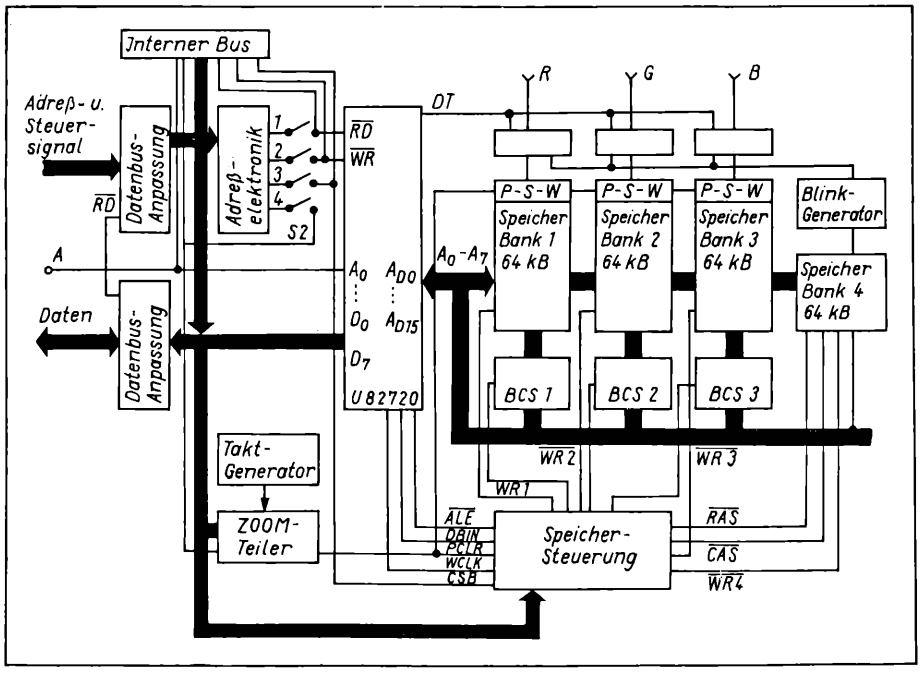


Bild 8. Funktionsstruktur des Grafikmoduls CG 2000

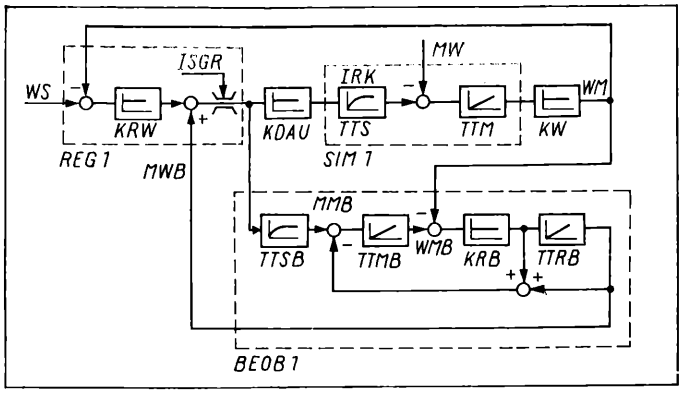


Bild 10. Struktur der Drehzahlregelung

• INICTC (44H)

Dieser Funktionsbaustein dient dem Initialisieren und Starten von CTC-Kanälen und benötigt als Eingangsgrößen 2 Parameter zu je 3 Byte mit folgendem Inhalt:

PAR1	Quellnummer	1. Byte
	Zeitkonstante	2. Byte
	Steuerwort	3. Byte
PAR2	Interruptfortsetzungsadresse	1. Byte, 2. Byte
	INT-Kennzeichen	3. Byte

1 = mit RETI (Fortsetzung an Unterbrechungsstelle)
0 = nach HALT (Fortsetzung an angegebener Adresse)

• IGR1 (5DH)

Hierbei handelt es sich um eine Routine, die den Zählerstand der IGR-Kanäle auswertet und folgende Ausgangsgrößen hat:

LZSL1	(0C0CAH)	letzter Zählerstand (Linkslauf)
LZSR1	(0C0CCH)	letzter Zählerstand (Rechtslauf)
D1L	(0C0CEH)	Differenz seit letzter Erfassung (links)
D1R	(0C0D0H)	Differenz seit letzter Erfassung (rechts)
VI1	(0C0D2H)	Betrag des zurückgelegten Weges je Zyklus.

Die angegebenen Speicherstellen wurden auf dem Dual-Port-RAM fest vereinbart, um die Parameterübergabe zu vereinfachen.

• PIO12 (41H), CTCIGR (43H), CTC (42H)

Die Initialisierungsbausteine PIO12 und CTCIGR sind speziell für die Antriebskarte AM 88/2-01 vorgesehen und realisieren die Vergabe von Ein- oder Ausgabeleitungen für die Relaiseinheit, digitalen Ein- und Ausgänge, DA-Wandler, AD-Wandler und 4 × 16-bit-Zähler für Links- und Rechtslauf.
Der Funktionsbaustein CTC versieht den System-CTC mit einem Interruptvektor und löscht alle Kanäle softwaremäßig.

• REG1 (5AH)

Dieser Baustein realisiert einen P-Regler mit einer Ausgangsgröße, 3 Eingangsgrößen und 3 Parametern.

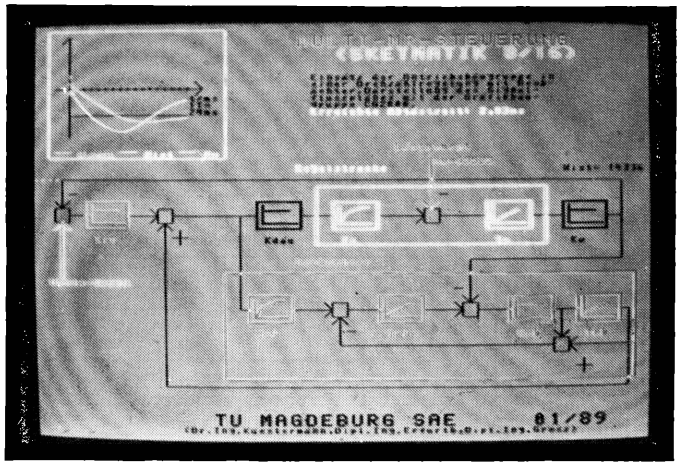


Bild 11. Darstellung der Regelstruktur und Regelgrößenverläufe mit CG 2000

XA1	IS	Stromsollwert	Ausgangsgröße
XE1	WS	Drehzahlsollwert	Eingangsgrößen
XE2	WI	Drehzahlistwert	
XE3	MWB	Beobachtermoment	
PAR1	ISGO	obere Grenze des Stromsollwertes	Parameter
PAR2	ISGU	untere Grenze des Stromsollwertes	
PAR3	KRW	Reglerverstärkung	

• BEO1 (59H)

Der Baustein realisiert die im Beobachter vorgenommene Streckensimulation mit anschließendem PI-Regler und benötigt eine Ausgangsgröße sowie 5 Eingangsgrößen.

XA1	MWB	Beobachtermoment (Eingangsgröße für den Regler)
XE1	IS	Stromsollwert
XE2	KRB	Reglerverstärkung „Beobachter"
XE3	TTSB	Summenzeitkonstante der Strecke (Stromanstieg)
XE4	TTMB	Mechanische Zeitkonstante der Strecke
XE5	TTRB	Reglerzeitkonstante „Beobachter"

Damit hat die Anweisungsliste für die Regelung folgendes Aussehen:

DP-RAM Adresse	Anweisungs-Nr.	Kennzeichen	Ausgangs-/Eingangsgrößen	Parameter
0C100	41H (PI012)	00		
0C102	42H (CTC)	00		
0C104	43H (CTCIGR)	00		Fortsetzungsadresse nach Interrupt
0C106	44H (INICTC)	02		0130B5 (PAR1) 0FC100 (PAR2)
0C10F	5AH (Regler)	2F	ECC0 >IS<	34C0 >WS< D6C0 >WI< F2C1 >MWB< 7FFFFF ISGO 800000 ISGU 490000 KRW
0C122	5DH (IGR1)	00		>xxx< Adresse der Größe xxx
0C124	5CH (DAU12)	00		
0C126	59H (Beobachter)	34	F2C0 >MWB<	4FC0 >IS< 37C0 >KRB< 3AC0 >TTSB< 3DC0 >TTMB< 40C0 >TTRB<
0C125	FBH	HALT-Anweisung		

Die Abarbeitung der genannten Anweisungsliste und die Darstellung des Funktionsplanes sowie der Solldrehzahl, Istdrehzahl und Störmoment ist auf einem Farbmonitor mit Hilfe von CG 2000 und einer eigenen Anweisungsliste (für Bildaufbau und Echtzeitdarstellung) im Bild 11 zu sehen.
Mit der gezeigten Programmierung wurde eine Abtastzeit von 3,7 ms realisiert.

7. Ausblick

Die vorgestellte und realisierte Lösung zur Automatisierung von technologischen Prozessen mit dem Vorrang der Antriebsregelung ist für den Anwender eine günstige Variante. Die Art der Programmerstellung und Testung erfordert keine umfangreichen Rechnerkenntnisse. Ein weiterer Ausbau der Software für die Antriebsregelung in Richtung einer Parameteridentifikation ist vorgesehen.
Der Übergang zur 16-bit-Rechentechnik ist auch bei der Beibehaltung der beschriebenen Hardware von seiten des Masterrechners ohne Probleme möglich. Ebenso ist eine Änderung des Slavemoduls auf die 16-bit-Technik ohne Auswirkungen auf die eingesetzte Mastersteuerung möglich, worin der Vorteil der passiven Dual-Port-RAM-Kopplung deutlich zum Ausdruck kommt.
Der Trend, durch intelligente Zusatzperipherie vorhandene Steuerungen leistungsfähiger zu machen, wird auch in den nächsten Jahren eine wichtige Entwicklungsrichtung von Hard- und Software sein.

Digitale Drehzahlregelung mit Beobachter

U. Riefenstahl, KDT, Magdeburg

Herrn Prof. Dr. sc. techn. *Johannes Vogel* zum 60. Geburtstag

Verwendete Formelzeichen

a_v	Koeffizient
C_F	Federkonstante
i_A	Ankerstrom
i_S	Stromsollwert
J_M	motorseitiges Trägheitsmoment
J_L	lastseitiges Trägheitsmoment
K_R	Reglerverstärkung
m_M	Motordrehmoment
m_F	im mechanischen System übertragenes Drehmoment
m_W	Widerstandsmoment
p	Laplace-Operator
T_{zykl}	Abtastzeit der digitalen Regelung
τ_F	Federzeitkonstante
τ_H	mechanische Hochlaufzeitkonstante, entsprechend dem Gesamtträgheitsmoment des Antriebs
τ_L	mechanische Hochlaufzeitkonstante des Trägheitsmoments J_L
τ_M	mechanische Hochlaufzeitkonstante des Trägheitsmoments J_M
ω_L	Winkelgeschwindigkeit der Last
ω_M	Winkelgeschwindigkeit der Motorwelle
ω_S	Drehzahlsollwert

Indizes:

R	Regler
B	Beobachter
M	Motor

Alle Regelgrößen sind auf ihre Nennwerte bezogen und damit dimensionslos.

1. Problemstellung

Die fortschreitende Automatisierung der Arbeitsmaschinen, Aggregate und technologischen Anlagen stellt immer höhere Anforderungen an die Automatisierungseinrichtungen der elektrischen Antriebe. Auf der anderen Seite gestattet die Bereitstellung leistungsfähigerer mikroelektronischer Baugruppen für die Antriebsregelung den Einsatz komfortablerer Steuer- und Regelverfahren, die früher aus Kostengründen nicht anwendbar waren.

Doz. Dr. sc. techn. *Ulrich Riefenstahl* ist Hochschuldozent an der Sektion Automatisierungstechnik und Elektrotechnik der Technischen Universität „Otto von Guericke" Magdeburg.

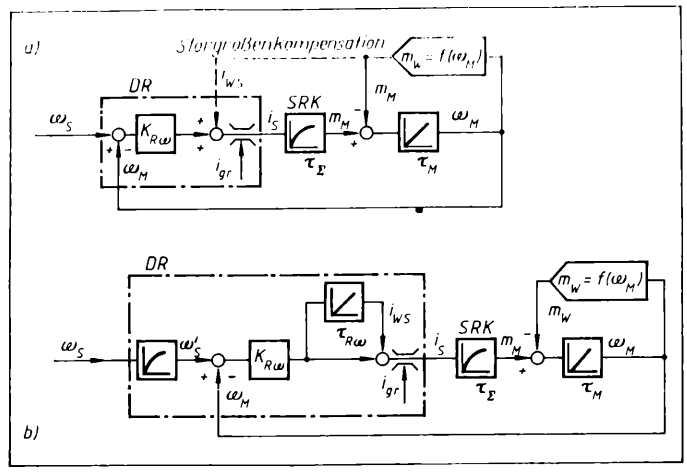


Bild 1. Prinzipstruktur eines Drehzahlregelkreises
DR Drehzahlregler, *SRK* Stromregelkreis
a) mit P-Regler und Störgrößenkompensation
b) mit PI-Regler und Sollwertglättung

Die regelungstechnischen Probleme im Stromregelkreis sind im wesentlichen nur abhängig von den eingesetzten Stromrichterstellgliedern und elektrischen Maschinen. Optimal angepaßte Steuer- und Regelverfahren können deshalb hier mit hoher Treffsicherheit gefunden und an Laboranlagen erprobt werden.
Die Auswahl und Parametrierung der Steuer- und Regelstrukturen für den Drehzahlregelkreis sowie für weitere, dem Drehzahlregelkreis überlagerte technologische Regelungen ist dagegen deshalb häufig schwieriger, weil die Struktur und Parameter der mechanischen Übertragungssysteme sowie der technologischen Regelstrecken oft in der Entwicklungs- und Projektierungsphase noch nicht ausreichend bekannt sind. Während der Inbetriebnahme müssen dann die Streckenparameter erst ermittelt und die Regeleinrichtung des Antriebes entsprechend angepaßt werden. Darüber hinaus sind die Streckenparameter häufig arbeitspunktabhängig und können sich während des Betriebes infolge des technologischen Prozesses, aber auch durch Umwelteinflüsse und Verschleiß in weiten Grenzen ändern.
Eine moderne Drehzahlregelung für elektrische Antriebe sollte deshalb folgende regelungstechnische Anforderungen erfüllen:

- gutes dynamisches Verhalten bei Führungs- und Störgrößenänderungen
- weitgehende Unterdrückung der Oberschwingungen im Drehzahlistwert bei Verwendung einfacher digitaler Drehzahlgeber
- möglichst gute Dämpfung von Drehzahl- und Drehmomentenschwingungen, verursacht durch elastische und spielbehaftete mechanische Übertragungsglieder
- Bereitstellung interessierender technologischer Prozeßgrößen aus der Antriebsregelung für überlagerte technologische Regelkreise, wie das an der Motorwelle wirkende Widerstandsmoment, Beschleunigung, Lastdrehzahl bei elastisch gekoppelten Mehrmassensystemen usw.

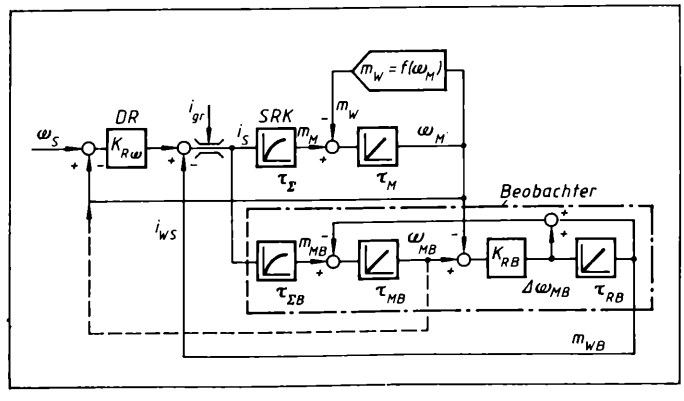


Bild 2. Signalflußplan einer Drehzahlregelung mit Beobachter
DR Drehzahlregler, *SRK* Stromregelkreis

Literatur

[1] Standard-Funktionsbausteine für Automatisierungsgeräte S5-150A und S5-150K. Siemens-Katalog ST 56, Teil A 1984
[2] *Erfurth, V.:* Aufbau eines makroorientierten und anweisungsgesteuerten Betriebssystems für den Antriebsrechner AM 88/2-1 zur Erzeugung verschiedener Steuer- und Regelalgorithmen. Diplomarbeit an der TU Magdeburg 1988/89
[3] *Groß, F.:* Darstellung eines Funktionsplanes von beliebigen Steuer- und Regelalgorithmen mit dem intelligenten Grafikterminal CG 2000. Diplomarbeit TU Magdeburg 1988/89
[4] *Riefenstahl, U.:* Verfahren zur adaptiven Drehzahlregelung mit Beobachter. Forschungsbericht, TU Magdeburg 1988
[5] *Küstermann, F.-D.:* Multimikrorechnersystem für die innerbetriebliche Rationalisierung. Dissertation an der TU Magdeburg 1987
[6] SICOMP MMC 216: Mikrocomputer nach Maß. Siemens-Prospekt 1986

EA 6050

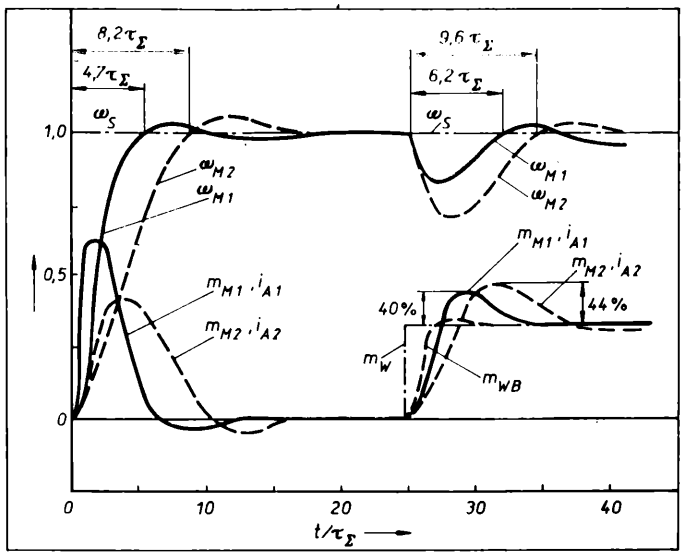


Bild 3. Übergangsverhalten einer Drehzahlregelung
ω_{M1}, m_{M1}, i_{A1} Drehzahlregelung mit Beobachter nach Bild 2 bei $\tau_{RB} = \tau_\Sigma$
ω_{M2}, m_{M2}, i_{A2} Drehzahlregelung mit PI-Regler nach Bild 1b

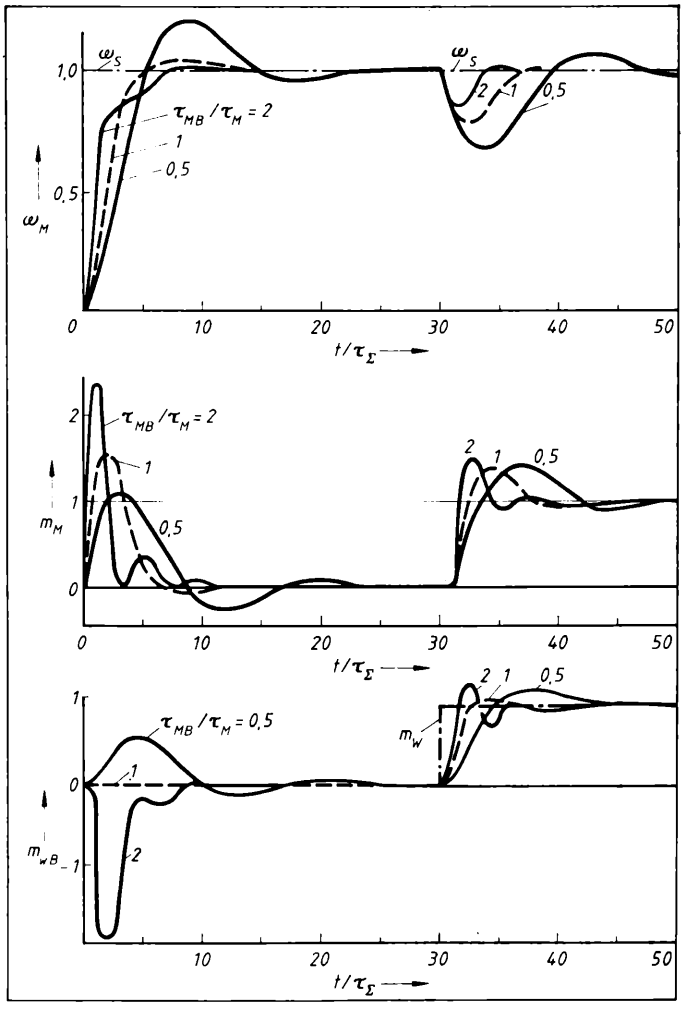


Bild 4. Übergangsverhalten der Beobachterregelung nach Bild 2 bei Fehlanpassung der Zeitkonstanten τ_{MB}, $\tau_{\Sigma B} = \tau_{RB} = \tau_\Sigma$, $K_{RB} = 2\,\tau_{MB}/\tau_{\Sigma B}$

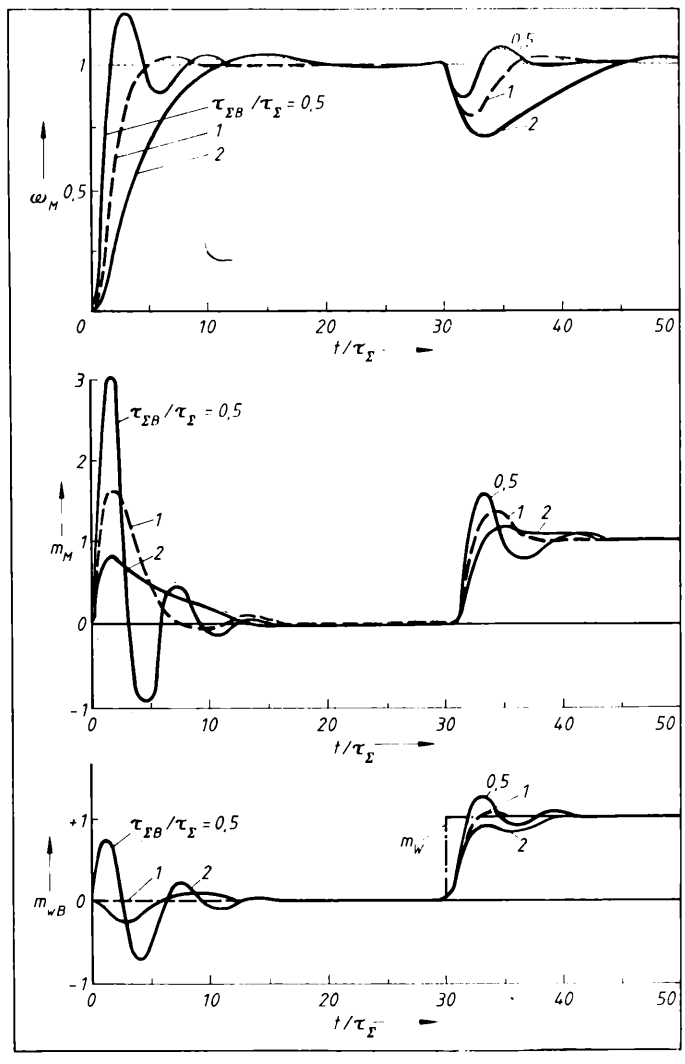


Bild 5. Übergangsverhalten der Beobachterregelung nach Bild 2
Bei Fehlanpassung der Zeitkonstante $\tau_{\Sigma B}$, $\tau_{MB} = \tau_M$, $\tau_{RB} = \tau_{\Sigma B}$, $K_{RB} = 2\,\tau_{MB}/\tau_{\Sigma B}$

Besonders hoch sind die dynamischen Anforderungen bei Fahrkurven, Rendezvous- und Bahnsteuerungen sowie bei Gleichlauf- und Zugkraftregelungen in Gruppenantrieben, die über das Arbeitsgut verkettet sind.

Eine hochwertige Drehzahlregelung soll Sollwertänderungen möglichst gut folgen und gleichzeitig Störgrößeneinwirkungen, insbesondere durch das Widerstandsmoment, schnell ausregeln, Für diese Aufgabe bieten sich zwei prinzipielle Lösungen an, vgl. Bild 1:

1. ein Drehzahlregler mit P-Verhalten und Störgrößenkompensation
2. ein Drehzahlregler mit PI-Verhalten.

Das günstigste dynamische Verhalten bei Führungs- und Störgrößeneinwirkungen wird mit einem P-Drehzahlregler mit Störgrößenkompensation erzielt.

Bei einem Verstärkungsfaktor des P-Drehzahlreglers von

$$K_{R\omega} = \frac{\tau_M}{2\,\tau_\Sigma}, \qquad \tau_M = \tau_M \frac{M_N}{\Omega_N} \tag{1}$$

lautet die Führungsübertragungsfunktion

$$\frac{\omega_M}{\omega_S} = \frac{1}{1 + p\,2\,\tau_\Sigma + p^2\,2\,\tau_\Sigma{}^2} = \frac{1}{N_{BO}(p)}. \tag{2}$$

Sollwertsprünge werden mit einer Anregelzeit von etwa $5\,\tau_\Sigma$, und einer Überschwingweite von etwa 5 % ausgeregelt. Bei vollständiger Störgrößenkompensation, d. h.

$$i_{WS} = m_W, \tag{3}$$

ist auch ein gutes Störverhalten zu erzielen:

$$\frac{\omega_M}{m_W} = -\frac{1}{K_{R\omega}} \frac{p\,\tau_\Sigma}{1 + p\,2\,\tau_\Sigma + p^2\,2\,\tau_\Sigma{}^2} = \frac{p\,\tau_\Sigma}{N_{BO}(p)}. \tag{4}$$

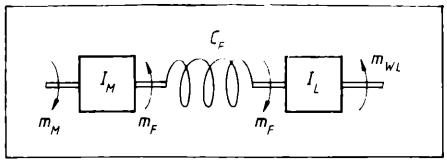


Bild 6
Ersatzschaltbild des mechanischen Übertragungssystems als Zwei-Massenschwinger
J_M, J_L motor- bzw. lastseitiges Trägheitsmoment
C_F Ersatzfederzeitkonstante

Für die Störgrößenkompensation muß jedoch der Zeitverlauf der Störgröße von m_W bekannt oder meßbar sein. In der Praxis ist das jedoch meist nicht der Fall. Deshalb wurde bisher allgemein der PI-Drehzahlregler bevorzugt, dessen Parameter nach dem symmetrischen Optimum abgeglichen sind.
Ein zusätzliches Verzögerungsglied im Sollwerteingang des Reglers vermeidet ein unzulässiges Überschwingen der Motordrehzahl nach einem Sollwertsprung, vgl. Bild 1b.
Mit der Integrationszeitkonstante $\tau_{R\omega}$ des Drehzahlreglers

$$\tau_{R\omega} = 4\,\tau_\Sigma \tag{5}$$

gilt für das Führungsverhalten der Drehzahl

$$\frac{\omega_M}{\omega_S} = \frac{1}{1 + p\,4\,\tau_\Sigma + p^2\,8\,\tau_\Sigma{}^2 + p^3\,8\,\tau_\Sigma{}^3} = \frac{1}{N_{SO}\,(p)}. \tag{6}$$

Nach einem Sprung der Störgröße Widerstandsmoment m_W baut der I-Anteil des Drehzahlreglers ein Korrektursignal i_{WS} auf:

$$\frac{i_{WS}}{m_W} = \frac{1 + p\,\tau_\Sigma}{1 + p\,4\,\tau_\Sigma + p^2\,8\,\tau_\Sigma{}^2 + p^3\,8\,\tau_\Sigma{}^3} = \frac{1 + p\,\tau_\Sigma}{N_{SO}\,(p)}. \tag{7}$$

Die Störübertragungsfunktion der Drehzahl lautet dann

$$\frac{W_M}{m_W} = -\frac{1}{K_{R\omega}}\,\frac{p\,4\,\tau_\Sigma}{1 + p\,4\,\tau_\Sigma + p^2\,8\,\tau_\Sigma{}^2 + p^3\,8\,\tau_\Sigma{}^3}$$

$$= -\frac{p\,\tau_{R\omega}}{K_{R\omega}\,N_{SO}\,(p)}. \tag{8}$$

Sollwert und Störgrößenänderungen werden beim PI-Drehzahlregler in etwa 9 τ_Σ, d.h. in etwa der doppelten Zeit gegenüber dem P-Drehzahlregler mit Störgrößenkompensation ausgeregelt. Der P-Drehzahlregler ist dann dem PI-Drehzahlregler überlegen, wenn eine gute Störgrößenkompensation, z.B. mit Hilfe eines Störgrößenbeobachters gelingt. Nachfolgend wird ein solches Regelverfahren vorgestellt.

2. Drehzahlregelung mit Beobachter

Das Bild 2 zeigt den Signalflußplan einer Drehzahlregelung mit P-Regler und einer Störgrößenkompensation über einen Beobachter. Der Beobachter enthält ein Modell der Regelstrecke des Antriebs mit den Zeitkonstanten $\tau_{\Sigma B} = \tau_\Sigma$ und $\tau_{MB} = \tau_M$. Das Modell des Beobachters wird gemeinsam mit der Regelstrecke des Drehzahlregelkreises über den Stromsollwert i_S vorgesteuert und mit Hilfe eines PI-Beobachterreglers über die Motordrehzahl nachgeführt. Bei richtigem Modellabgleich bildet der I-Anteil m_{WB} des Beobachterreglers das Widerstandsmoment m_W des Antriebs nach.
Für das Führungsverhalten gelten wieder die Gln. (1) und (2). Die Dynamik des Beobachters bestimmt das Störverhalten. Bei Festlegung der Reglerverstärkung K_{RB} nach (9),

$$K_{RB} = \frac{2\,\tau_{MB}}{\tau_{RB}}, \tag{9}$$

gilt mit $\tau_{MB} = \tau_M$ für den Schätzwert m_{WB} des Widerstandsmoments und für die Störgrößenkompensation die Übertragungsfunktion

$$F_B\,(p) = \frac{m_{WB}}{m_W} = \frac{i_{WS}}{m_W} = \frac{1}{1 + p\,\tau_{RB} + p^2\,\frac{\tau_{RB}{}^2}{2}}. \tag{10}$$

Die Störgrößenübertragungsfunktion lautet dann

$$\frac{\omega_M}{m_W} = -K_{R\omega}\,\frac{p\,(\tau_\Sigma + \tau_{RB}) + p^2\,\frac{\tau_{RB}{}^2}{2}}{1 + p^2\,\tau_\Sigma + p^2\,2\,\tau_\Sigma{}^2}\,F_B\,(p). \tag{11}$$

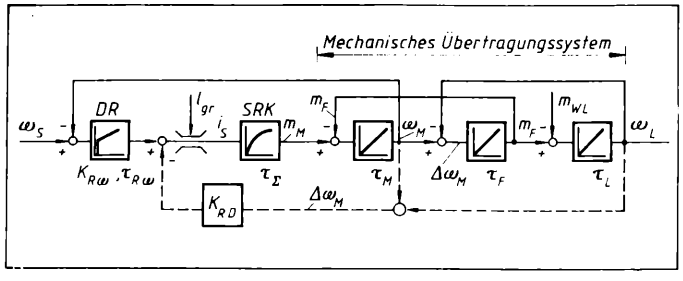


Bild 7. Drehzahlregelung eines Antriebes mit elastischem mechanischem Übertragungssystem (Zwei-Massensystem)
DR Drehzahlregler, *SRK* Stromregelkreis

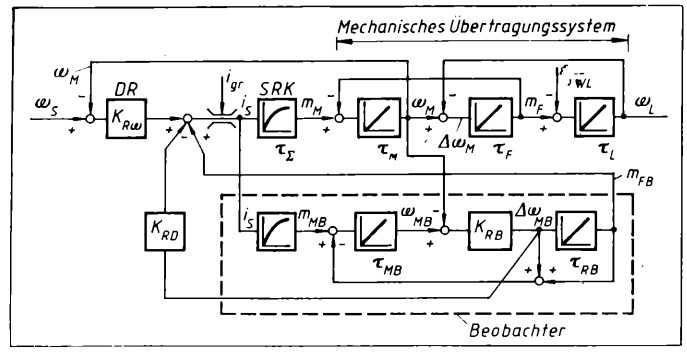


Bild 9. Drehzahlregelung mit Beobachter für einen Antrieb mit elastischem mechanischem System, *SRK* Stromregelkreis

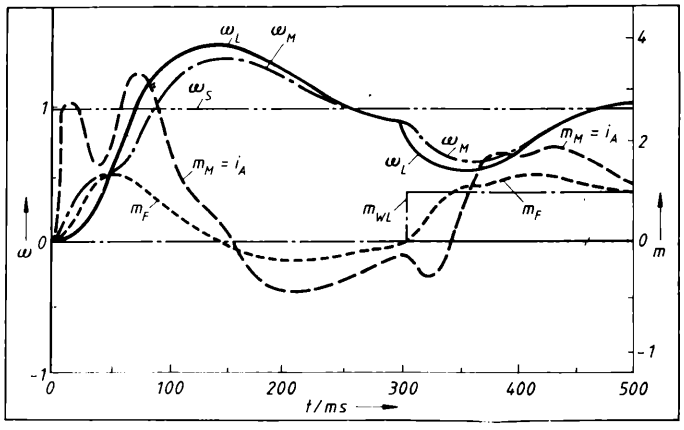


Bild 8. Übergangsverhalten eines Drehzahlregelkreises mit PI-Regler und Schwingungsdämpfung nach Bild 7 bei Sprüngen des Drehzahlsollwertes ω_S und des Widerstandsmomentes an der Lastseite
m_{WL}', τ_Σ = 10 ms, τ_M = 300 ms, τ_L = 150 ms, τ_F = 2 ms
τ_O = 17,3 ms, τ_{OF} = 21,2 ms

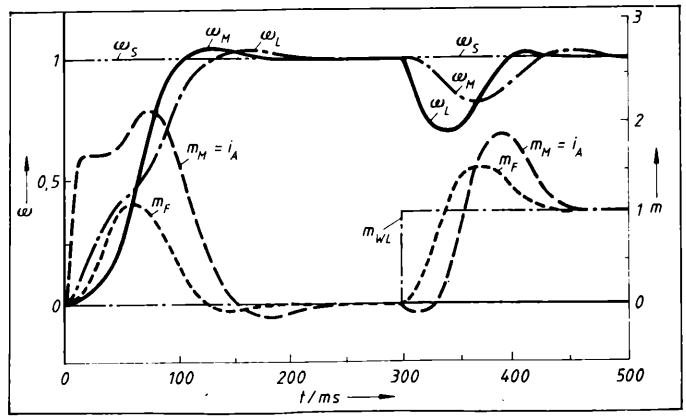


Bild 10. Übergangsverhalten eines Drehzahlregelkreises nach Bild 9 bei Sprüngen des Drehzahlsollwertes ω_S und des Widerstandsmoments an der Lastseite m_{WL},
τ_Σ = 10 ms, τ_M = 300 ms, τ_L = 150 ms, τ_F = 3 ms,
τ_O = 17,3 ms, τ_{OF} = 21,2 ms

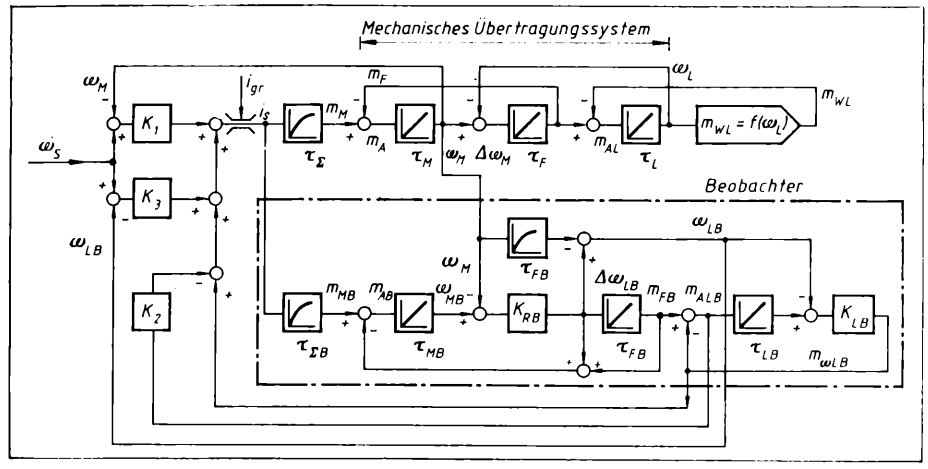


Bild 11. Zustandsregelung eines Antriebs mit elastisch gekoppeltem Zwei-Massensystem und Beobachter
SRK Stromregelkreis

Die Integrationszeitkonstante τ_{RB} des Beobachterreglers bestimmt die Dynamik der Störgrößenkompensation und den Ausregelvorgang nach einer Störung im Drehzahlistwert. Sie ist abhängig vom Oberschwingungsgehalt des Drehzahlistwertes in weiten Grenzen wählbar. Bei $\tau_{RB} = \tau_\Sigma$ werden Sprünge des Widerstandsmoments bereits in etwa 6 τ_Σ ausgeregelt. Damit kann das dynamische Verhalten des Drehzahlregelkreises mit Beobachter nach Bild 2 als günstig hinsichtlich des Führungs- und Störverhaltens angesehen werden, vgl. Bild 3.
Die Beobachterregelung arbeitet selbst bei großen Fehleinstellungen der Modellzeitkonstanten $\tau_{\Sigma B}$ und τ_{MB} noch stabil, vgl. Bild 4 und Bild 5.
Fehlanpassungen im Bereich

$$0{,}5 \leqq \frac{\tau_{MB}}{\tau_M} \quad \text{bzw.} \quad \frac{\tau_{\Sigma B}}{\tau_\Sigma} \leqq 2 \tag{12}$$

werden von der Drehzahlregelung mit Beobachter noch gut toleriert.
Bei einem hinreichend schnellen Beobachterregelkreis kann auch der Drehzahlwert ω_{MB} des Beobachters anstelle eines oberschwingungsbehafteten Drehzahlistwertes ω_M für die Drehzahlregelung verwendet werden, ohne daß sich das Übergangsverhalten merklich ändert, vgl. Bild 2.
Da die Beobachtergröße m_{WB} nur das an der Motorwelle wirkende Widerstandsmoment enthält, eignet sich die Größe ebenfalls für Drehmomenten-, Zugkraft- und Lastausgleichsregelungen.

3. Drehzahlregelung von Antrieben mit elastischem mechanischem Übertragungssystem

Das mechanische Drehmomentenübertragungssystem eines elektrischen Antriebes enthält häufig über Federelemente elastisch gekoppelte Schwungmassen. Änderungen des Motordrehmoments m_M oder des Widerstandsmoments m_{WL} der Arbeitsmaschinen regen das mechanische Übertragungssystem zu Schwingungen an, die über die Drehzahlregelung auch auf den Stromregelkreis zurückwirken. Die eigene Dämpfung des mechanischen Systems ist praktisch vernachlässigbar.
Für die Regelkreisoptimierung ist es im allgemeinen statthaft, das mechanische System ersatzweise als einen Zwei-Massenschwinger ohne Dämpfung zu beschreiben, der die kleinste mechanische Eigenfrequenz repräsentiert, vgl. Bild 6.
Mit den Zeitkonstanten

$$\tau_L = J_L \frac{\Omega_N}{M_N} \tag{13}$$

$$\tau_F = \frac{1}{C_F} \frac{M_N}{\Omega_N} \tag{14}$$

erhält man als Übertragungsfunktionen für das mechanische Ersatzsystem

$$\frac{m_F}{m_M} = \frac{\tau_L}{\tau_H} \frac{1}{1 + p^2 \tau_O^2} \tag{15}$$

$$\frac{\omega_L}{m_M} = \frac{1}{p \tau_H} \frac{1}{1 + p^2 \tau_O^2}. \tag{16}$$

$$\frac{\omega_M}{m_M} = \frac{1}{p \tau_H} \frac{1 + p^2 \tau_{OF}^2}{1 + p^2 \tau_O^2} \tag{17}$$

$$\tau_H = \tau_M + \tau_L \tag{18}$$

$$\tau_O = \sqrt{\frac{\tau_M \tau_F \tau_L}{\tau_H}}, \quad \tau_{OF} = \sqrt{\tau_F \tau_L}. \tag{19}$$

Das Bild 7 zeigt den Signalflußplan des Drehzahlregelkreises mit einem elastisch gekoppelten Zwei-Massensystem. Das zusätzliche

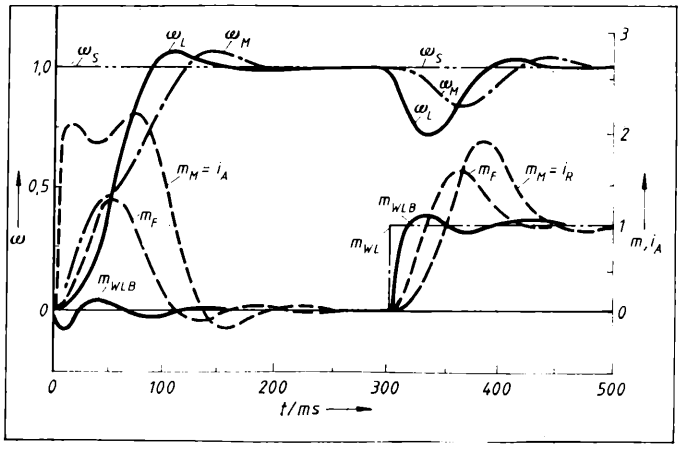


Bild 12. Übergangsverhalten eines Drehzahlregelkreises mit Zustandsregler nach Bild 11 bei Sprüngen des Drehzahlsollwertes ω_S und des Widerstandsmoments an der Lastseite m_{WL}
$\tau_\Sigma = 10$ ms, $\tau_M = 300$ ms, $\tau_L = 150$ ms, $\tau_F = 3$ ms, $\tau_O = 17{,}3$ ms, $\tau_{OF} = 21{,}2$ ms, τ_{RB}/τ_Σ, $K_{LB} = \tau_L/\tau_\Sigma$, $a_1 = 5{,}5\,\tau_\Sigma$

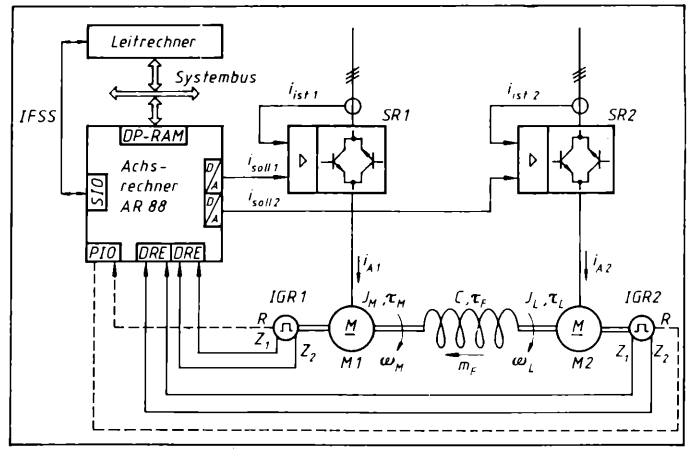


Bild 13. Blockschaltbild des Labor-Versuchsstandes
SR Transistorpulssteller mit Ankerstromregelung, *IGR* inkrementaler Impulsgeber, *DRE* digitale Drehzahlerfassung

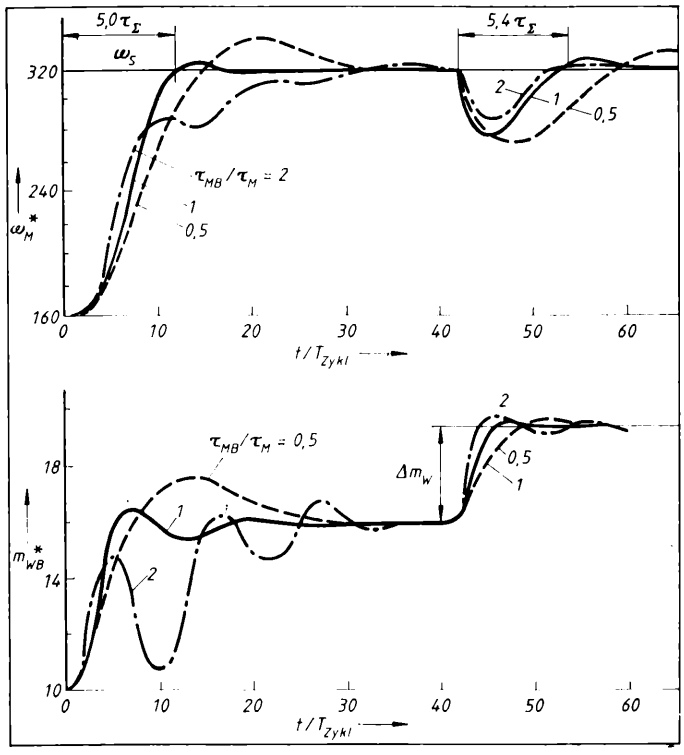


Bild 14. Oszillogramme des Übergangsverhaltens einer Drehzahlregelung mit Beobachter nach Bild 2 für einen Antrieb mit starrer Mechanik bei verschiedenen Einstellwerten für

τ_{MB}, τ_M = 134 ms, τ_Σ = 10 ms, τ_{RB} = 8,4 ms,
T_{Zykl} = 4,2 ms, ω_M^* digitaler Drehzahlsollistwert,
m_{WB}^* Digitalwert des ermittelten Widerstandsmoments

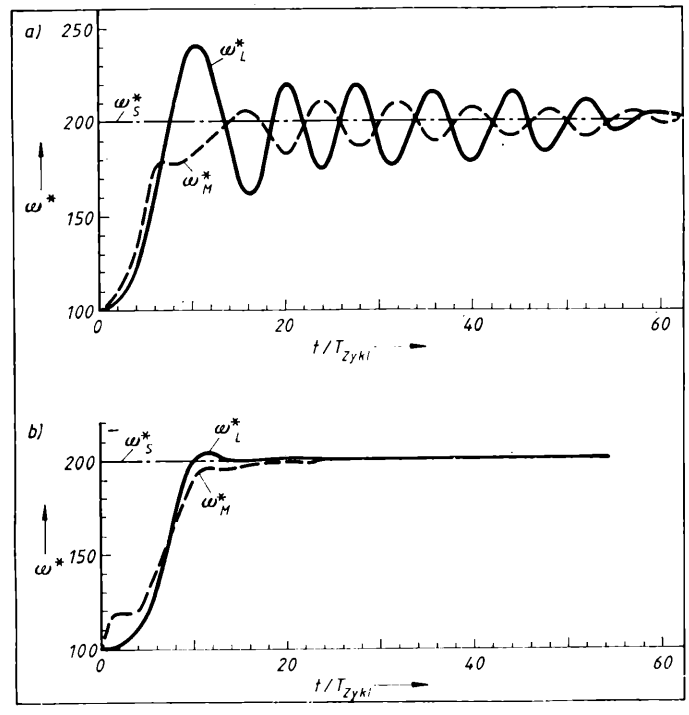


Bild 15. Oszillogramme des Übergangsverhaltens der Drehzahlregelung nach Bild 9 mit einem elastisch gekoppelten Zwei-Massensystem

τ_M = 184 ms, τ_L = 35 ms, τ_F = 1,5 ms, τ_Σ = 5,2 ms
τ_{OF} = 7,2 ms
a) ohne Dämpfungsmaßnahmen
b) mit Schwingungsdämpfung

Schwingungsglied in der Regelstrecke führt zu einer erheblichen Vergrößerung der Drehmomentenbeanspruchung im mechanischen System, zu einem Ansteigen der Stromwärmeverluste im Motor und damit auch zu einer Verringerung der Standzeit der Anlage.
Ist die Grenzfrequenz des Stromregelkreises größer als die Eigenfrequenz des mechanischen Systems, so ist durch eine negative Aufschaltung der mit K_{DR} gewichteten Differenz von Motor- und Lastdrehzahl $\Delta\,\omega_M$ eine Schwingungsdämpfung möglich, vgl. Bild 6.

$$\Delta\,\omega_M = \omega_M - \omega_L. \tag{20}$$

Die Methode der Doppelverhältnisse [1] liefert die Einstellvorschrift für den Dämpfungsfaktor K_{RD} sowie für die Parameter $K_{R\omega}$ und $\tau_{R\omega}$ des Drehzahlreglers:

$$K_{RD} = \frac{\tau_H}{\tau_{OF}^2}\left(\sqrt{2}\,\tau_O - \tau_\Sigma\right) \tag{21}$$

$$K_{R\omega} = \frac{\sqrt{2}}{4}\frac{\tau_H}{\tau_O} \tag{22}$$

$$\tau_{R\omega} = \sqrt{32}\,\tau_0. \tag{23}$$

Die Eigenzeitkonstante des mechanischen Systems bestimmt die Übertragungsfunktion des Drehzahlregelkreises

$$\frac{\omega_L}{\omega_S} = \frac{1 + p\sqrt{32}\,\tau_O}{1 + p\sqrt{32}\,\tau_O + p^2\,16\,\tau_O^2 + p^3\,4\sqrt{32}\,\tau_O^3 + p^4\,4\sqrt{32}\,\tau_O^3}. \tag{24}$$

In (24) gilt für alle Nennerkoeffizienten a_ν, $\nu = 0 \cdots 4$ die Beziehung der Doppelverhältnisse

$$a_\nu^2 = 2\,a_{\nu-1}\cdot a_{\nu+1}. \tag{25}$$

Die Gl. (24) entspricht der Übertragungsfunktion eines Drehzahlregelkreises mit einer Summenzeitkonstante $\sqrt{2}\,\tau_0$ bei Einstellung des Drehzahlreglers nach dem symmetrischen Optimum. Gegenüber einem Antrieb mit starrem mechanischen System verschlechtert sich das dynamische Verhalten erheblich, vgl. Bild 8. Ein weiterer Nachteil dieser Schwingungsdämpfung ist, daß die Lastdrehzahl ω_L als Meßgröße vorhanden sein muß. Eine Schwingungsdämpfung mit Beobachter umgeht diese Nachteile, vgl. Bild 9. Bei Vernachlässigung des motorseitigen Widerstandsmoments gilt für den Beobachter

$$\frac{m_F}{m_{FB}} = F_{WB}(p) = \frac{1}{1 + p\,\tau_{RB} + p^2\,\frac{\tau_{RB}^2}{2}}. \tag{26}$$

Die Differenzdrehzahl $\Delta\,\omega_M$ wird durch die Beobachtergröße $\Delta\,\omega_{MB}$ nachgebildet:

$$\frac{s\omega_{MB}}{s\omega_M} = \frac{\tau_{RB}}{\tau_F}F_B(p). \tag{27}$$

Bei hinreichend gutem Zeitverhalten des Beobachters, d.h. $\tau_{RB} \leqq \tau_\Sigma$, kann die Beobachtergröße $\Delta\,\omega_{MB}$ anstelle von $\Delta\,\omega_M$ für die Schwingungsdämpfung verwendet werden. Zusammen mit der Störgrößenkompensation gilt dann die Übertragungsfunktion

$$\frac{\omega_L}{\omega_S} = \frac{1}{1 + p\,\frac{\tau_M}{K_{R\omega}} + p^2\left[\tau_F\,\tau_L\left(1 + \frac{K_{RD}}{K_{R\omega}}\frac{\tau_{RB}}{\tau_F} + \frac{\tau_\Sigma\,\tau_H}{K_{R\omega}}\right)\right]} \cdots$$
$$\cdots \frac{}{+ p^3\,\frac{\tau_M\,\tau_F\,\tau_L}{K_{R\omega}}(1 + p\,\tau_\Sigma)}. \tag{28}$$

Die Methode der Doppelverhältnisse liefert nach [2] die optimalen Einstellparameter für den Drehzahlregler und die Schwingungsdämpfung:

$$K_{R\omega} = \frac{\sqrt{2}}{4}\frac{\tau_M}{\tau_{OF}}, \qquad \tau_{OF} = \sqrt{\tau_F\,\tau_L} \tag{29}$$

$$K_{RD} = \frac{\tau_F}{\tau_{RB}}\left[3\,K_{R\omega} - \frac{\tau_\Sigma\,\tau_H}{\tau_{OF}^2}\right]. \tag{30}$$

Die optimierte Übertragungsfunktion des Drehzahlregelkreises lautet jetzt:

$$\frac{\omega_L}{\omega_S} = \frac{1}{1 + p\sqrt{8}\,\tau_{OF} + p^2\,4\,\tau_{OF}^2 + p^3\,4\sqrt{8}\,\tau_{OF}^3(1 + p\,\tau_\omega)}. \tag{31}$$

Sie ist nur abhängig von der Eigenzeitkonstante τ_{OF} des lastseitigen Einmassenschwingers, vgl. Bild 10.

Neben dem Wegfall des zusätzlichen Drehzahlgebers auf der Lastseite für ω_L besitzt diese Beobachterregelung insbesondere bei $\tau_L < \tau_M$ ein günstigeres dynamisches Verhalten.
Bei einem großen Lastträgheitsmoment J_L bzw. bei großer Hochlaufzeitkonstante τ_L der Lastseite kann die Eigenzeitkonstante τ_{OF} des lastseitigen Einmassenschwingers ebenfalls große Werte annehmen. In diesem Fall ist eine Zustandsregelung mit einem erweiterten Beobachter günstiger, der den gesamten Systemzustand liefert, vgl. Bild 11. Der Beobachter ermittelt hier zusätzlich die Schätzwerte ω_{LB} für die Lastdrehzahl ω_L und m_{WLB} für das Widerstandsmoment m_{WL} auf der Lastseite.
Bei Übereinstimmung der Strecken- und Beobachterzeitkonstanten und bei Vernachlässigung des Zeitverhaltens des Beobachters gilt für den Drehzahlregelkreis nach Bild 11

$$\frac{\omega_L}{\omega_S} = \frac{1}{1 + p\frac{\tau_H + K_2\tau_L}{K_1 + K_3} + p^2\frac{K_1\tau_{OF}^2 + \tau_H\tau_\Sigma}{K_1 + K_3} + p^3\frac{\tau_H\tau_O^2}{K_1 + K_3} + p^4\frac{\tau_H\tau_O^2\tau_\Sigma}{K_1 + K_3}} \tag{32}$$

Die Methode der Doppelverhältnisse liefert auch hier die Einstellvorschrift für die Parameter K_1, K_2 und K_3 des Zustandsreglers:

$$K_1 = \frac{\tau_M}{2\tau_\Sigma} - \frac{\tau_M\tau_\Sigma}{\tau_O^2} \tag{33}$$

$$K_2 = \frac{\tau_H}{\tau_L}\left(\frac{\tau_O^2}{8\tau_\Sigma^2} - 1\right) \tag{34}$$

$$K_3 = \frac{\tau_H\tau_{OF}^2}{64\tau_\Sigma^2} - K_1. \tag{35}$$

Die Übertragungsfunktion des optimierten Systems lautet nun

$$\frac{\omega_L}{\omega_S} = \frac{1}{1 + p\,8\tau_\Sigma + p^2\,32\tau_\Sigma^2 + p^3\,64\tau_\Sigma^3 + p^4\,64\tau_\Sigma^4}. \tag{36}$$

Mit der Störgrößenvorsteuerung werden Sprünge des Drehzahlsollwertes ω_S und des Widerstandslastmoments m_{WL} an der Lastseite bereits in 13,7 τ_Σ bei einer Überschwingweite von 5,7 % ausgeregelt.
Eine weitere Verbesserung des dynamischen Verhaltens der Drehzahlregelung ist noch erreichbar, wenn nur die ersten vier Koeffizienten des Nennerpolynoms in (36) nach den Doppelverhältnissen entsprechend (25) eingestellt werden. Für die Übertragungsfunktion (32) folgt dann allgemein

$$\frac{\omega_L}{\omega_S} = \frac{1}{1 + p\,a_1 + p^2\frac{a_1^2}{2} + p^3\frac{a_1^3}{8} + p^4\frac{a_1^4}{64}\left(\frac{8\tau_\Sigma}{a_1}\right)^4}. \tag{37}$$

Der Nennerkoeffizient a_1 bestimmt das Zeitverhalten. Er ist im Bereich von etwa $a_1 \geqq 5\,\tau_\Sigma$ frei wählbar. Durch Koeffizientenvergleich von (37) mit (32) erhält man die Einstellparameter der Zustandsregelung:

$$K_1 = \frac{\tau_H}{\tau_{OF}^2}\left(4\frac{\tau_O^2}{a_1} - \tau_\Sigma\right) \tag{38}$$

$$K_2 = \frac{\tau_H}{\tau_L}\left(8\frac{\tau_O^2}{a_1^2} - 1\right) \tag{39}$$

$$K_3 = 8\frac{\tau_H\,\tau_O^2}{a_1^3} - K_1. \tag{40}$$

Das Bild 12 zeigt das Übergangsverhalten der Zustandsregelung nach Bild 11 für $a_1 = 5{,}5\,\tau_\Sigma$, $\tau_{RB} = \tau_\Sigma$ und $K_{LB} = \tau_L/\tau_{RB}$. Sprünge des Drehzahlsollwertes ω_S bzw. des Widerstandsmoments m_{WL} an der Lastseite werden hier bereits nach etwa 9 τ_Σ bei einer Überschwingweite von 5,7 % ausgeregelt.

4. Experimentelle Ergebnisse

Die vorgestellten Regelverfahren und Einstellparameter wurden an einem Laborversuchsstand überprüft [2], vgl. Bild 13.
Der Versuchsstand enthält zwei Gleichstromstellmotoren, die wahlweise über eine starre oder elastische Welle mit Zusatzschwungmassen miteinander verbunden sind. Beide Motoren werden über 4-Quadranten-Transistorpulssteller mit Ankerstromregelung gespeist. Die übrige Regelung beider Motoren erfolgt über einen speziellen, an der TU „Otto von Guericke" Magdeburg entwickelten 8-bit-Achsrechner.
Der Motor M1 wird vom Achsrechner über eine digitale Drehzahlregelung geführt. Der Motor M2 fungiert als Belastungsmaschine. Er wird vom Achsrechner über seinen Ankerstromsollwert gesteuert und bildet das Widerstandsmoment nach. Die Drehzahlistwerte beider Motoren werden mit Hilfe von inkrementalen Gebern IGR vom Achsrechner erfaßt. Der Achsrechner ist weiterhin über einen Dual-Port-RAM und eine IFSS-Schnittstelle mit einem Leitrechner verbunden. Der Leitrechner übergibt dem Achsrechner den Drehzahlsollwert sowie die Regler- und Beobachterparameter für den Motor M1 und den Ankerstromsollwert für den Motor M2 zur Einstellung des Widerstandsmoments.
Die Programmentwicklung erfolgte ebenfalls auf dem Leitrechner mit Hilfe einer Festkomma-Makromodulbibliothek.
Das Bild 14 zeigt drei Oszillogramme der Drehzahlregelung nach Bild 2 mit einem starren mechanischen Übertragungssystem für verschiedene Einstellwerte der Beobachterzeitkonstante τ_{MB}. Die Größen ω_M^* und m_{WB}^* sind programminterne digitale Zahlenwerte für die Motordrehzahl ω_M und das beobachtete Widerstandsmoment m_{WB}. Die gemessenen Drehzahlverläufe stimmen recht gut mit den theoretischen durch Simulation ermittelten Drehzahlverläufen nach Bild 4 überein. Die Unterschiede in den gemessenen Verläufen des beobachteten Widerstandsmoments m_{WB}^* gegenüber den theoretischen Verläufen im Bild 4 ergeben sich aus einem zusätzlichen drehzahlabhängigen Widerstandsmoment des Versuchsstandsantriebes. Die gemessene Überschwingweite des beobachteten Widerstandsmomentes m_{WB}^* nach einem Störgrößensprung ist geringer als theoretisch vorausbestimmt, da der Stromregelkreis des Motors M2 die Einprägung des Widerstandsmomentenänderung $\Delta\, m_W$ verzögert, vgl. Bild 4 und Bild 14.
Die Wirksamkeit der Schwingungsdämpfung nach der Regelstruktur nach Bild 9 geht aus den Oszillogrammen im Bild 15 hervor. Der Übergangsvorgang nach Bild 15b stimmt qualitativ mit den Drehzahlverläufen nach einem Sprung des Drehzahlsollwertes ω_S überein. Die experimentellen Untersuchungen zur Regelstruktur nach Bild 11 ergeben ebenfalls eine gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen im Bild 12.
Der praktische Abgleich der Regler- und Zustandsparameter wird jedoch durch den Oberschwingungsgehalt im Drehzahlistwert erschwert.
Der verwendete Achsrechner benötigte bei einer Taktfrequenz von 4 MHz an zyklischer Rechenzeit für die Drehzahlregelungen nach Bild 2 1,7 ms nach Bild 9 1,8 ms und nach Bild 11 3,5 ms. Trotz der relativen Unempfindlichkeit der Beobachterregelung gegenüber Parameterschwankungen und Fehleinstellungen erfordert der praktische Parameterabgleich eine gewisse Erfahrung. Deshalb ist ein selbständiger Parameterabgleich nach den Methoden der Parameteridentifikation wünschenswert. Bei Verwendung des Beobachtermodells für die Identifikation sind auch hier Verfahren mit relativ geringen zyklischen Rechenzeiten realisierbar. Theoretische Lösungsansätze hierzu sind in [3] enthalten.

5. Zusammenfassung

Digitale Drehzahlregelungen mit Beobachter besitzen gegenüber konventionellen Drehzahlregelungen mit einem PI-Regler ein günstigeres Führungs- und Störverhalten. Mit einem vereinfachten Beobachter für die Regelstrecke des Drehzahlregelkreises sind Drehzahlregelungen für Antriebe mit starrem und elastischem mechanischem Übertragungssystem bei geringem Rechenzeitaufwand realisierbar. Sie sind in einem relativ großen Parameterbereich tolerant gegenüber Parameterschwankungen und Fehlanpassungen. Die Ergebnisse der experimentellen Untersuchungen an einer Laboranlage zeigen eine gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen.

Literatur

[1] *Vogel, J.:* Elektrische Antriebstechnik. 4. Auflage. Berlin: VEB Verlag Technik 1988
[2] *Kühne, S.:* Digitale Drehzahlregelung eines elastischen Antriebssystems mit Beobachter. Diplomarbeit, TU „Otto von Guericke" Magdeburg, Sektion Automatisierungstechnik und Elektrotechnik, 1988, Reg.-Nr. D88/12
[3] *Ha, N. H.:* Zustandsregelung elektrischer Antriebe mit Beobachter. Dissertation, TU „Otto von Guericke" Magdeburg, Sektion Automatisierungstechnik und Elektrotechnik, 1989

EA 6044

GTO-Thyristoren: Funktion, Eigenschaften, Einsatzmöglichkeiten und -probleme Teil 3 und Schluß

U. Nicolai; H. Conrad, KDT, Dresden

Mitteilung aus der Hochschul-Industrie-Forschungsgruppe (HIFOG) der Sektion Elektrotechnik der TU Dresden

4. Beschaltung und Schutz

Wie im Abschn. 2 [siehe Teil 1, ELEKTRIE 43 (1989) 5, S. 165] dargestellt, sind beim Einsatz in selbstgeführten Stromrichterschaltungen für GTO stets Ausschaltentlastungsnetzwerke zur du/dt-Begrenzung sowie bedingt Einschaltentlastungsnetzwerke zur di/dt-Begrenzung notwendig. Zusätzlich können Maßnahmen zur Begrenzung von Abschaltüberspannungen erforderlich werden.

Geeignete Dimensionierung sowie passive oder aktive Schutzmaßnahmen müssen im Fehlerfall „Überstrom" einen Havarieschutz gewährleisten.

4.1. Schaltentlastungsnetzwerke

Aus dem Einsatz von Schaltentlastungsnetzwerken resultieren für den Halbleiterschalter i. allg. Nachteile, wie

— Einschränkung der möglichen Steuerbereiche T_{on}/T
— Einschränkung der universellen Einsetzbarkeit des Halbleiterschalters
— Verminderung der Zuverlässigkeit des Gesamtsystems
— Senkung des Wirkungsgrades
— Erhöhung des Bauelementeaufwandes und der Kosten.

Einer Optimierung bzw. Minimierung der Beschaltungsmaßnahmen kommt demnach große Bedeutung zu.

Der „Schaltentlastungsfaktor", d.h. das Verhältnis von Umladezeit des Beschaltungskondensators oder Magnetisierungszeit der Beschaltungsdrossel zur Schaltzeit des GTO-Thyristors kennzeichnet die Wirksamkeit einer Schaltentlastung.

Ist di/dt- oder du/dt-Begrenzung erforderlich, muß dieser Faktor größer als 1 sein, d.h., die Drosselmagnetisierungszeit muß größer als die Durchschaltzeit des GTO bzw. die Kondensatorladezeit muß größer als die Anodenstromfallzeit sein.

Als Näherungsgleichungen zur Dimensionierung der Beschaltungselemente werden in den Richtlinien der GTO-Hersteller (z.B. [1] [2] [9] [18]) angegeben:

$$L \geqq U_0/\mathrm{d}i/\mathrm{d}t_{cr}, \quad (7) \qquad C \geqq I_{T\,max}/\mathrm{d}u/\mathrm{d}t_{cr}^*, \quad (8)$$

U_0 Betriebsspannung,
$I_{T\,max}$ maximal abzuschaltender Anodenstrom,
$\mathrm{d}u/\mathrm{d}t_{cr}^*$ bei Abschaltung von $I_{T\,max}$ zulässige Spannungsanstiegsgeschwindigkeit.

Dr.-Ing. *Ulrich Nicolai* ist Entwicklungsingenieur im VEB Mikroelektronik „Karl Liebknecht" Stahnsdorf und Mitglied der HIFOG Leistungselektronik; Dr. sc. techn. *Harry Conrad* ist ordentlicher Professor für Leistungselektronik an der TU Dresden und Leiter der HIFOG.

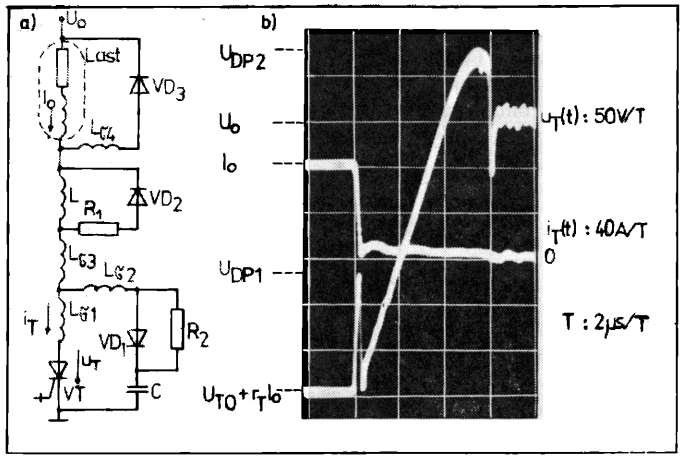


Bild 18. GTO-Schalter mit Ein- und Ausschaltentlastungsnetzwerk
a) Struktur mit parasitären Induktivitäten; b) Verläufe von Anodenstrom i_T und Anoden-Katoden-Spannung u_T bei Stromkommutierung in die RCD-Beschaltung

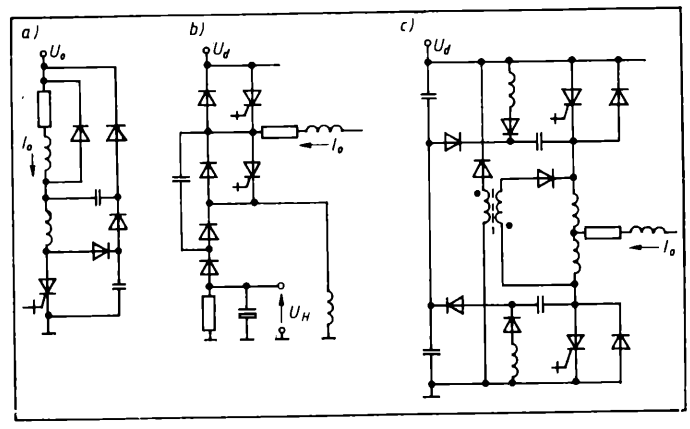


Bild 19. Prinzip von Schaltentlastungsnetzwerken mit Energierückspeisung
a) Ein- und Ausschaltentlastung für DC-Chopper [7]; b) Ein- und Ausschaltentlastung für Wechselrichterzweig mit Rückspeisung auf eine Hilfsspannung U_H [7]; c) Ein- und Ausschaltentlastung für Wechselrichterzweige mit Rückspeisung in den Gleichspannungszwischenkreis [19]

Zwischen zwei gleichartigen, entlasteten Schaltvorgängen ist eine Entmagnetisierung der Beschaltungsdrossel bzw. die Umladung der Beschaltungskapazität zur Wiederherstellung des Ausgangszustands erforderlich. Das birgt wesentliche, mit dem Einsatz von Schaltentlastungsnetzwerken verbundene Konsequenzen in sich:

— zusätzliche Umladebelastung des GTO
— zur Umladung notwendige Mindestein- bzw. -ausschaltdauer.

Aus der zur Begrenzung von Ausschaltüberspannungen notwendigen Beschaltung einer Entlastungsdrossel L mit einem Freilaufkreis, d.h. einer Diode (U_F) bzw. einer Reihenschaltung aus Diode und Widerstand R_1 (Bild 18) resultiert eine für die Entmagnetisierung von L erforderliche Mindestausschaltdauer

$$T_{off\,min} = 3\,L/(U_F/I_0 + R_1). \quad (9)$$

Für die Ausschaltüberspannung ΔU gilt näherungsweise

$$\Delta U = U_F + I_0 R_1. \quad (10)$$

In einem Ausschaltentlastungsnetzwerk kann die Begrenzung des Kondensatorentladestroms beim Einschalten durch Entkopplung von Lade- und Entladekreis erfolgen.

Bild 18 zeigt einen Kommutierungsvorgang in der aus der Transistortechnik bekannten und auch für GTO anwendbaren einfachen RCD-Beschaltung R_2, C, VD_1.

Über die Diode VD_1 ist Kondensator C während des Ausschaltvorganges direkt an den GTO VT gekoppelt.

Bei sinkendem Anodenstrom i_T steigt der Strom im Beschaltungskreis entsprechend steil an. Die an den parasitären Induktivitäten $L_{\sigma 1}$, $L_{\sigma 2}$ und an VD_1 (Einschaltüberspannung U_{FP}) entstehenden transienten Spannungsabfälle bewirken ein Springen der Anoden-Katoden-Spannung auf die „Vorwärts-Nadelspannung"

$$U_{DP1} = (L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2})\,\mathrm{d}i_T/\mathrm{d}t + U_{FP}. \quad (11)$$

Der nachfolgende Zeitabschnitt ist zunächst durch eine praktisch lineare Spannungszunahme gekennzeichnet, die von der „Konstantstrom-"Aufladung des Beschaltungskondensators bestimmt wird:

$$\mathrm{d}u_T/\mathrm{d}t = I_0/\mathrm{C}. \quad (12)$$

Erreicht die Anoden-Katoden-Spannung den Wert der Betriebsspannung U_0, beginnt die Kommutierung des Laststroms in den

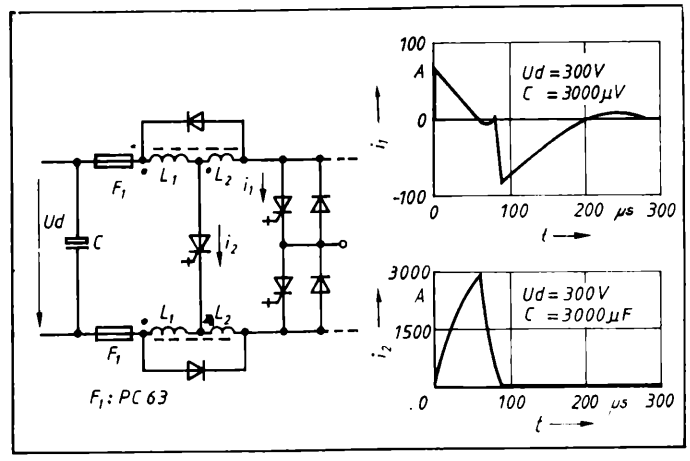


Bild 20. Kurzschließzweig zum Schutz eines GTO-Wechselrichters – Prinzipschaltung nach [2] und Stromverläufe

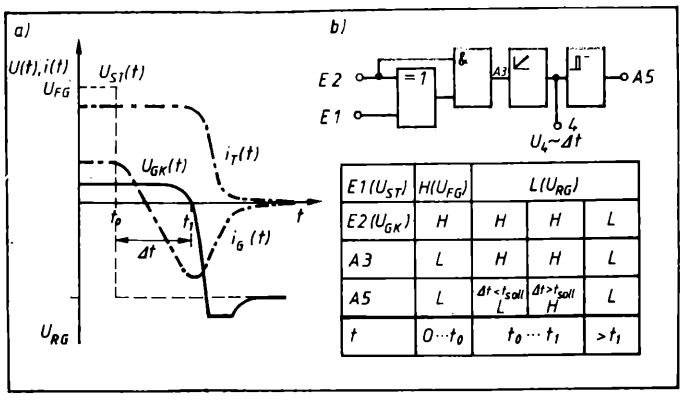


Bild 21. GTO-Anodenstrommessung durch Speicherzeitauswertung nach [22]
a) Meßprinzip; b) Realisierungsmöglichkeit

Freilaufkreis (VD_2). Die Einschaltüberspannung der Freilaufdiode und die nun wirksamen Leitungsinduktivitäten $L_{\sigma 3}$, $L_{\sigma 4}$ verursachen ein Überschwingen von u_T (U_{DP2}). Aus dem Sperrerholvorgang der nunmehr ausschaltenden Diode VD_1 ergibt sich der anschließende Spannungseinbruch mit steilem Wiederanstieg; letzterer stellt eine erhebliche du/dt-Belastung des GTO dar.

Bei wirkender Einschaltentlastung und Kondensatorentladung über R_2 ist der Einschaltstromverlauf während der Durchschaltzeit t_{fu} näherungsweise mit

$$i_{T(RC)}(t) = \frac{C\,U_0}{t_{fu}}[1 - \exp(-t/R_2\,C)] \qquad (13)$$

beschreibbar.

Die „Umlade"strombelastung hat zu $t = t_{fu}$ ihr Maximum

$$I_{T(RC)M} = \frac{C\,U_0}{t_{fu}}[1 - \exp(-t_{fu}/R_2\,C)]. \qquad (14)$$

Für die Kondensatorumladezeit, d.h. die erforderliche Mindesteinschaltdauer $T_{on\,min}$, gilt näherungsweise

$$T_{on\,min} = 3\,R_2\,C. \qquad (15)$$

Bild 19 zeigt die Prinzipschaltungen ausgewählter Schaltentladungsnetzwerke mit Energierückspeisung. Einerseits sind mit dem Einsatz derartiger Netzwerke vor allem bei höheren Schaltfrequenzen Wirkungsgradverbesserungen möglich, da nur noch ein (kleiner) Teil der in den Beschaltungselementen gespeicherten Energie

$$W = L\,I_0^2/2 \quad (16) \qquad \text{bzw.} \qquad W = C\,U_0^2/2 \qquad (17)$$

entsprechend $P_{(AV)} = Wf$ in Wärme umgesetzt wird.

Andererseits ist die notwendige, deutliche Erhöhung des Schaltungsaufwandes gegenüber „einfachen" Netzwerken unübersehbar.

4.2. Schutzbeschaltungen und -einrichtungen

4.2.1. Überspannungsschutz

Spannungsmäßig hoch ausgelastete GTO und Beschaltungsdioden sind durch äußere Überspannungen (Blitz- und Schaltüberspannungen, Netzüberspannungen langer Dauer) und innere Überspannungen (Stromabrisse an Leitungs- und Streuinduktivitäten, parasitäre Oszillationen, nichtideales Diodenverhalten) gefährdet.

Aufgrund der Stromabhängigkeit der Abschaltüberspannungen an unvermeidlichen Leitungsinduktivitäten ergeben sich oft besondere Probleme beim aktiven Abschalten von Überströmen.

Des weiteren sind in den Datenblattangaben für GTO als zulässige Spannungsbeanspruchung während des Ausschaltens (einschließlich transienter Überspannungen!) lediglich $0{,}66\,U_{DRM} \cdots 0{,}75\,U_{DRM}$ angegeben (z.B. [6] [9] [18]).

Zur Begrenzung transienter Überspannungen finden beispielsweise Anwendung:

— Begrenzerschaltungen Diode/Widerstand/Kondensator
— Überspannungsbegrenzer, Z-Dioden, Suppressordioden
— Metalloxidvaristoren.

4.2.2. Passiver Überstromschutz

Passive Schutzverfahren bestehen in der Abschaltung des Überstroms durch externe Elemente, z.B. Schmelzsicherungen oder Gleichstromschnellschalter. Damit ist nach Ansprechen einer Schutzeinrichtung die sofortige, erneute Betriebsbereitschaft des Halbleiterschalters nicht gewährleistet.

Den aus endlichen Ansprechzeiten der Schutzeinrichtungen resultierenden Stoßstrom- und Grenzlastintegral-Beanspruchungen steht eine mit Verfeinerung der n-Emitterstruktur gesunkene Bauelementebelastbarkeit gegenüber. Weitere Einschränkungen ergeben sich für Elemente mit Lötkontaktierung. Als Beispiele seien angeführt (Datenangaben beziehen sich auf $\vartheta_{j\,max}$):

— konventioneller Frequenzthyristor [20]
  $I_{T(RMS)M} = 240$ A; $I_{TSM} = 2900$ A, $\int i^2\,dt = 42000$ A² s
— GTO-Thyristor (Druckkontakt, $I_{TQRM} = 600$ A [18])
  $I_{T(RMS)M} = 250$ A; $I_{TSM} = 2500$ A, $\int i^2\,dt = 31000$ A² s
— GTO-Thyristormodul (Lötkontakt, $I_{TQRM} = 600$ A, [9])
  $I_{T(RMS)M} = 200$ A; $I_{TSM} = 735$ A, $\int i^2\,dt = 2700$ A² s
— Bipolartransistormodul ($I_{CM} = 600$ A [21])
  $I_{Csat} = 300$ A; $I_{TSM} = 1000$ A, $\int i^2\,dt = 13000$ A² s.

I_{TSM} Stoßstromgrenzwert
$\int i^2\,dt$ Grenzlastintegral (10 ms).

Durch Stromkommutierung in einen Kurzschließerzweig sind die Beanspruchungen verminderbar [2].

Bild 20 zeigt eine erprobte Variante einer solchen Einrichtung und ermittelte Stromverläufe.

Bei ansteigendem Strom durch die zu den GTO-Schaltern in Reihe liegenden Induktivitäten L_1, L_2 wird in diesen eine Gegenspannung induziert. Schaltet der Kurzschließerthyristor — durch ein entsprechendes Signal angesteuert — ein, steigt der Strom in L_1 stärker an. Durch die in L_2 infolge der magnetischen Kopplung zu L_1 induzierte Gegenspannung kommutiert der Strom auf den Thyristor. Während oder nach der Kommutierung kommt es zum Ansprechen der Sicherung F_1. Nach dem Stromabriß erfolgt aufgrund der vorhandenen Streuinduktivitäten ein Stromfluß durch die Freilaufdioden.

4.2.3. Aktiver Überstromschutz

Aus dem Einsatz ausschaltbarer Halbleiterbauelemente ergibt sich die Möglichkeit eines aktiven Überstromschutzes, d.h. der Abschaltung von Überströmen durch das Bauelement selbst.

Mehrere Faktoren beeinflussen die „aktive Schützbarkeit":

— Die Überlastbarkeit I_M/I des Leistungshalbleiterbauelementes bestimmt mit der Ausschaltzeit, zu der sich noch die (relativ geringe) Reaktionszeit der Ansteuerschaltung und eventuell eine notwendige Mindesteinschaltdauer addieren, die Dimensionierung der Ansprechschwelle des Schutzes. Sie beeinflußt wesentlich die mögliche Schalterauslastung.
— Die Steuerbarkeit von Überströmen durch das Bauelement selbst entscheidet über die Notwendigkeit externer Beschaltungselemente.

Vereinfachungen in der Schutzkonzeption ergeben sich, wenn die Detektierbarkeit eines Überstroms ohne externe Elemente (Shunt, Stromwandler), d.h. am Bauelement selbst, möglich ist.

In Abhängigkeit von der verfolgten Schutzstrategie (nichtperiodische/periodische Überstromabschaltung) ist nach Herstellerangaben, z.B. [9] [18], für GTO eine wie folgt gegenüber passivem Schutz eingeschränkte Impulsstromüberlastbarkeit $I_{TQM}/I_{T(AV)M}$ gegeben:

— 4 bis 7 im nichtperiodischen Fall (I_{TQM})
— 3 bis 5 bei periodischer Überstromabschaltung (I_{TQRM}).

Bei periodischer Beanspruchung (und geforderter Abschaltung) ergeben sich demnach nur wenig höhere Werte als für Transistoren. Aufgrund der thyristorinternen Mitkopplung ist — im Gegensatz zu Transistoren — keine Steuerbarkeit oder Begrenzbarkeit von Überströmen möglich.

Des weiteren darf sowohl während der bauelementetypischen Mindesteinschaltdauer als auch während der Entladezeit der Beschaltungskapazität keine Abschaltung erfolgen. Es besteht somit eine prinzipbedingte „Totzeit" für das Eingreifen aktiver Schutzmaßnahmen.

Die gegenüber Transistoren größere Speicherzeit wächst mit dem abzuschaltenden Anodenstrom. Das ist einmal nachteilig für den zeitlichen Ablauf einer Überstromabschaltung; zum anderen ergibt sich daraus die einzige Möglichkeit der Anodenstromdetektierung

Tafel 2. Prinzipielle dynamische Forderungen an Beschaltungsdioden

Beschaltungsaufgabe	Forderungen				
	Kurze Einschaltzeit	Geringe Einschaltüberspannung	Kurze Sperrverzugszeit	Geringer Rückstrom	Progressiver Rückstromabfall
Freilaufdiode			×	×	
Freilaufdiode in Brückenschaltung (Pulsbetrieb)			×	×	×
Entkopplungsdiode in RCD-Ausschaltentlastungsnetzwerk	×	×	×	×	×

über das Bauelement selbst [22]. Bild 21 zeigt Prinzip und grundsätzliche Ausführung eines solchen Meßgliedes.
Eine Speicherzeitmessung kann durch Erfassung der Zeitdifferenz zwischen Einschaltung des negativen Gatesteuerstroms und Nulldurchgang der Gate-Katoden-Spannung erfolgen.
Bei zu hohem Anodenstrom (Überschreitung einer maximalen Zeitdifferenz Δt_{soll}) ist ein Abbruch des Abschaltversuchs möglich; dann müssen passive Schutzmaßnahmen zum Eingriff kommen.
Aufgrund der vielfältigen Probleme hat sich derzeit die Anwendung aktiver Schutzverfahren für GTOs größerer Leistung nicht durchgesetzt.

4.3. Ausgewählte Forderungen an Begleitbauelemente

Ein erfolgreicher Einsatz von GTO-Thyristoren setzt u.a. die Verfügbarkeit notwendiger Begleitbauelemente voraus, z.B.

— Schnelle Dioden für Freilauf- und Beschaltungskreise
— Bedämpfungskondensatoren zur du/dt-Begrenzung
— Leistungs-MOSFET und induktivitätsarme Elektrolytkondensatoren für die Ausschaltkreise hochwertiger Ansteuerschaltungen (siehe Abschn. 3, Teil 2, ELEKTRIE 43 (1989), 6, S. 259)

4.3.1. Beschaltungsdioden

Je nach Einsatzzweck sind unterschiedliche Diodeneigenschaften von Bedeutung.
Bei direktem Netzanschluß des Halbleiterschalters wird hinsichtlich der Spitzensperrspannungen ein Sicherheitsfaktor

$k = U_{RRM}/U_0 = 1{,}25 \cdots 2{,}5,$

U_{RRM} periodische Spitzensperrspannung der Diode,
U_0 Anschlußspannung,

gewählt, d.h.:

— U_{RRM} = 400 bis 600 V	220-V-Einphasennetz Zweipulsgleichrichtung
— U_{RRM} = 800 bis 1200 V	380-V-Dreiphasennetz Sechspulsgleichrichtung
— U_{RRM} = 2500 V	660-V-Dreiphasennetz Sechspulsgleichrichtung
— U_{RRM} = 4500 V	Traktion (2800 V).

Derartige Sperreigenschaften sind an breite niedrigdotierte Dioden-Mittelgebiete gebunden, woraus herstellerseitig ein notwendiger Kompromiß zwischen Durchlaß- und Ausschaltverhalten der Diode resultiert [23].
In Tafel 2 sind wesentliche dynamische Forderungen aufgeführt, die an Dioden in unterschiedlichen Beschaltungen gestellt werden.

• Einschaltverhalten

Das Einschaltverhalten (lediglich bzgl. des Ausschaltens als „schnell" spezifizierter) Dioden ist von Sperrspannung, Temperatur sowie Anstiegsgeschwindigkeit und Amplitude des aufkommutierenden Stroms abhängig.
Aus der für die Überschwemmung des niedrigdotierten Diodenmittelgebiets notwendigen Zeit resultiert eine Überspannung U_{FP} während einer Einschaltzeit t_{fr}.
Die sich beim Einsatz als Freilaufdiode aus dem nichtidealen Einschalten ergebende zusätzliche Spannungsbeanspruchung der Elemente des Halbleiterschalters ist meist gegenüber sonstigen transienten Spannungsüberhöhungen vernachlässigbar.
Andere Prämissen bestehen z.B. im Einsatzfall Entkopplungsdiode eines RCD-Netzwerkes zur Ausschaltentlastung (Bild 18).
Da aufgrund der Eigeninduktivität verfügbarer Bedämpfungskondensatoren (Abschn. 4.3.2.) und unvermeidbarer Leitungsinduktivitäten bereits mit nennenswerten Spannungen zu rechnen ist und beispielsweise für GTO-Thyristoren zulässige U_{DP1}-Werte bei 250 bis 350 V liegen, muß der Anteil der Diodeneinschaltüberspannungen an U_{DP1} möglichst klein sein.

• Ausschaltverhalten

Kennzeichnend für das Ausschaltverhalten einer Diode auf hohe Sperrspannung bei großen Kommutierungssteilheit ist der Sperrerholvorgang, bei dem der nicht durch Rekombination verschwindende Anteil der gespeicherten Ladung [23]:

$$Q = \tau_{ML} I_0, \qquad (18)$$

I_0 Durchlaßstrom,

als Rückstrom abgeführt wird. Dabei erreicht die Minoritätsträgerkonzentration zuerst (nach t_S Speicherzeit) am Rand der Raumladungszone ihren Gleichgewichtswert, die Diode kann Sperrspannung aufnehmen, In der Rückstromfallzeit t_f, während der sich induktive Spannungsabfälle zur Sperrspannung addieren, erfolgt die Abführung der Restladung aus dem Inneren des Mittelgebietes.
Eine Verringerung der Minoritätsträgerlebensdauer τ_{ML} im n^--Gebiet zur Verbesserung des Ausschaltverhaltens bewirkt über die Verkürzung der Minoritätsträger-Diffusionslänge eine Erhöhung des Durchlaßspannungsabfalls.
Gegenüber einem harten Rückstromabriß (snap off) vermindert ein progressives Verhalten (soft recovery) die durch Abschaltüberspannungen verursachten Probleme. Der das Abrißverhalten quantifizierende Weichheitsfaktor (snapy factor) $S_F = t_f/t_S$ wächst jedoch mit steigender Minoritätsträgerlebensdauer im n^--Gebiet. Auch hier ist demnach ein Kompromiß seitens des Diodenherstellers notwendig.
Im Einsatzfall Freilaufdiode ergeben sich bei nichtlückendem Laststrom ($R_L/L_L \ll f$) aus dem nichtidealen Ausschaltverhalten Konsequenzen für den einschaltenden GTO, der auf die Summe von Last-

Tafel 3. Wichtige Grenz- und Kennwerte ausgewählter GTO-Thyristoren

GTO-Typ	Hersteller	Höchste Spannungsklasse U_{DRM} V	U_{RRM} V	Max. abschaltb. Strom (period.) I_{TQRM} A	Max. Durchlaßstrom Effektivwert $I_{T(RMS)M}$ A	Durchlaßspg. (bei I_T) U_T V		Obere Abschaltzeit t_{gqmax} µs	Gehäusebauform
a) Kleinleistungsbauelemente									
BTV 58	VALVO	1000	—	25	10 ($I_{T(AV)M}$)	1,8	(5)	0,75	TO-220
GG 90R	AEG	1200	—	90	40	3,1	(90)	6	Modul[1]
b) Elemente mittlerer Leistung									
GRR 160	BBC	1500	—	160	73	2,84	(160)	5	Modul[1]
MTT442GD −160	CKD	1600	—	160	40 ($I_{T(AV)M}$)	keine Angabe		6,3	Modul[1]
GM 200	Mitsubishi	1200	—	200	70	4,3	(200)	10	Modul[1]
S 6420	Toshiba	1300	—	200	90	2,2	(200)	8	Modul[3]
TS123-200	TET (UdSSR)	1200	1200	200	120	3	(200)	6,3	Scheibe
GG 300R	AEG	1200	—	300	100	3,05	(300)	8	Modul[1]
SKG 300	Semikron	1600	15	300	200	2,75	(300)	8	Scheibe
81RDT	IR	1200	1200	350	125	2,84	(251)	8	M20[2]
G 600R	AEG	1200	—	600	200	3	(600)	8	Modul[3]
160PFT	IR	1600	1600	600	250	3,15	(503)	8	Scheibe
TG967-630	CKD	2400	2400	630	keine Angabe	keine Angabe		25	Scheibe
150PFT	IR	2500	2500	800	235	3,2	(471)	15	Scheibe
SG 800 4)	Toshiba	4500	4000	800	300	4,5	(800)	8	Scheibe
c) Hochleistungs-GTO									
350 PJT	IR	1600	1600	1200	550	3,42	(1100)	15	Scheibe
320 PJT	IR	2500	2500	1500	450	2,8	(900)	15	Scheibe
GFP 2000	Hitachi	2500	—	2000	800	2,5	(k. Ang.)	35	Scheibe
FG 2000	Mitsubishi	4500	15	2000	700	3,5	(2000)	30	Scheibe
BGTS 2000	Siemens	2500	2500	2000	1000	3,2	(2000)	20	Scheibe
THDG 758	Thomson	4500	15	2500	800	3	(2500)	50	Scheibe
SG 2500 4)	Toshiba	4500	4000	2500	800	4,5	(2500)	25	Scheibe
SG 2700	Toshiba	2500	15	2700	1000	3	(2700)	25	Scheibe

[1]) isolierter Brückenzweig mit antiparallelen Dioden
[2]) Schraubgehäuse (Metall)
[3]) Einzelelement und antiparallele Diode, isoliert
[4]) „U_{RRM}"-Serie, asymmetrische Ausführung: U_{TM} = 3,5 V

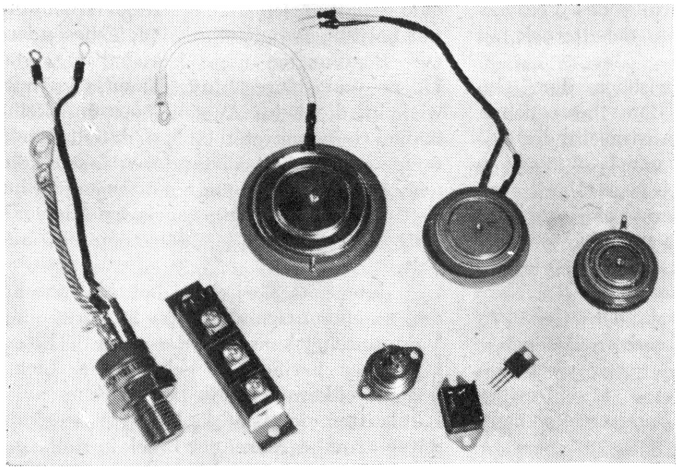


Bild 22. Bauformen von GTO-Thyristoren

stromaugenblickswert I_0, Diodenrückstrom I_{RM} und Entladestrom des Bedämpfungskondensators aufschalten muß.
Die Einschaltbelastung des GTO (Spitzenstrom, Einschaltverlustenergie) ist damit wesentlich von den Diodeneigenschaften abhängig. Da aus hohen di/dt zwar geringe Einschaltverluste, jedoch hohe Spitzenströme resultieren, können Kompromisse hinsichtlich der Beschaltung erforderlich werden.
Das Stromabrißverhalten ist für Freilaufdioden hauptsächlich in spannungsgespeisten Brückenschaltungen von Bedeutung.
Aus den schon erwähnten Überspannungen resultieren hier hohe kapazitive Verschiebeströme und parasitäre Schwingungen (Störbeeinflussung).
Aus Bild 18 sind grundsätzliche Auswirkungen des Ausschaltverhaltens der Entkopplungsdiode einer RCD-Beschaltung ersichtlich: Während der Stromkommutierung von der Beschaltungsdiode VD_1 auf die Freilaufdiode VD_3 wird der Kondensator C um die Spannung ΔU

$$\Delta U = U_{DP2} - U_0 \approx U_{FP(VD3)} + I_0 \sqrt{(L_{\sigma 2} + L_{\sigma 3})/C} \qquad (19)$$

gegenüber der Betriebsspannung U_0 überladen (Sperrbelastung der Entkopplungsdiode VD_1). Beim Rückstromabriß in VD_1 induzieren die parasitären Induktivitäten $L\sigma$ eine ΔU entgegengerichtete Spannung; u_T fällt unter U_0 ab. Wird L_σ stromlos, springt u_T erneut auf U_0 (kapazitive Verschiebeströme, du/dt-Belastung). Neben einer kurzen Ausschaltzeit ist demnach für Entkopplungsdioden ein soft recovery-Verhalten notwendig.

4.3.2. Bedämpfungskondensatoren

Hohe Anforderungen bestehen an Bedämpfungskondensatoren in Ausschaltentlastungsnetzwerken für GTO.
Hauptmerkmale der Kondensatorbelastung sind:

— nichtsinusförmige Strom- und Spannungsverläufe
— hohe Spitzenströme

$$I_{C(a)M} = C_B \, du/dt \qquad \text{(Aufladevorgang)} \qquad (20)$$

$$I_{C(e)M} \approx U_0/R_B \qquad \text{(Entladevorgang)} \qquad (21)$$

bei Lade- und Entladevorgang, d.h. hohe Spitzenverlustleistungen im Kondensator
— relativ hohe Wiederholfrequenz, hohe Effektivströme und Verlustleistungen [24] [25].

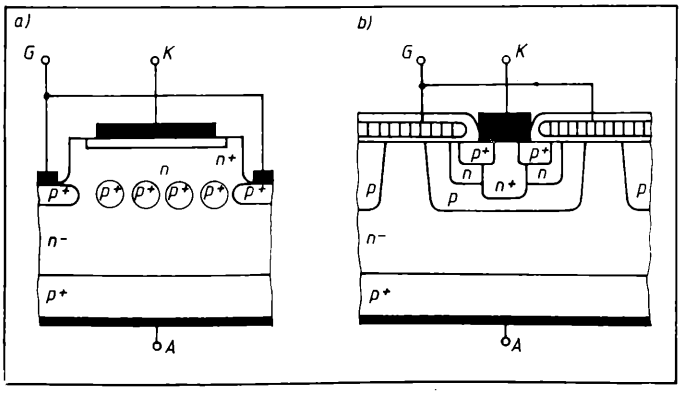


Bild 23. Prinzipielle Strukturen
a) SITh [32]; b) MCT [29]

Die vor allem bei der Kommutierung hoher Ströme bzw. bei sehr kurzen Ausschaltzeiten des Halbleiterbauelementes entstehenden induktiven Spannungsabfälle stellen die Entlastungswirkung des Bedämpfungskondensators in Frage.
Wird bei einer Kommutierungssteilheit $-di_T/dt = 1000$ bis 2000 A/µs (Hochleistungs-GTO) eine — die Anschlußleitungen und das Einschaltverhalten der Entkopplungsdiode repräsentierende- parasitäre Stromkreisinduktivität $L\sigma$ von etwa 200 nH angenommen, ergibt sich für eine zulässige Nadelspannung $U_{DP1} = 250$ V als Forderung an die Kondensatoreigeninduktivität L_E mit

$$L_{E\,max} = \frac{U_{DP1}}{di_T/dt} - L\sigma \qquad (22)$$

ein Maximalwert von beispielsweise 30 nH [24].
Eine Erfüllung der aufgeführten Spannungs- und du/dt-Forderungen ist heute praktisch nur durch Kondensatoren mit Polypropylen-Dielektrikum möglich.
Während international bereits entsprechende Kondensatoren mit Eigeninduktivitäten von 30 nH gefertigt werden (Siemens-MkV-GTO-Kondensatoren, [26]), stehen in der DDR derzeit außer MKPI-Kondensatoren (Einzelwickel mit axialen Anschlüssen, kleine Kapazitätswerte, [27]) lediglich die zur Beschaltung konventioneller Thyristoren entwickelten MPP-Kondensatoren [28] mit Eigeninduktivitäten von über 100 nH zur Verfügung.

5. Entwicklungsstand und -tendenzen

5.1. Typenspektrum

Tafel 3 gibt einen Überblick über ausgewählte Daten derzeit gefertigter GTO-Thyristoren.
Wie schon in Abschn. 1. (Teil 1) erwähnt, bilden die „Hochleistungs-GTO" trotz relativ geringer benötigter Stückzahlen und entsprechend hoher Preise den Entwicklungs- und Absatzschwerpunkt. Haupteinsatzgebiet derartiger Bauelemente ist die Traktion, vor allem in Verbindung mit der Einführung der Drehstromantriebstechnik.
Grenzwerte gefertigter Elemente liegen bei etwa 4500 V U_{DRM} und 3000 A I_{TQRM}; bei Labormustern sind beispielsweise 5000 V und 4500 A erreicht [29]. Bis 600 A (Einzelelemente) bzw. 300 A (Brückenzweige) werden für Spannungen bis 1600 V potentialfreie GTO-Moduln angeboten.
Bild 22 zeigt einige der verbreitetsten Gehäusebauformen. Erste, in der DDR erzielte Entwicklungsergebnisse sind in [35] beschrieben.

5.2. Entwicklungstendenzen

Vordringliche Entwicklungsziele sind die Verbesserung des Ausschaltverhaltens und der Ausschaltbelastbarkeit. Die hierzu u.a. erforderliche Verfeinerung der Gatestruktur wird vor allem durch technologische Probleme und durch den wachsenden Anteil zu kontaktierender Gatefläche, d.h. immer problematischere Wärmeabführungsbedingungen begrenzt.
Eine Alternative bildet der TIL(two interdigitation level)-GTO. Er hat eine Zweischritt-Katodenstruktur ähnlich der des Ringemittertransistors, die Katodenstreifen bestehen aus alternierend tief- und flachdiffundierten n+-Emittergebieten [34].
Aus dem Vorhandensein quasi nichtregenerativer Zwischenzonen folgt eine verbesserte Katodenemitter-Randverteilung des Anodenstroms beim Ausschalten.
Weitere Verbesserungen von Ausschaltverhalten und Ausschaltbelastbarkeit ergeben sich bei vollständiger Unterbindung der Injektionsfähigkeit eines Emitters während des Ausschaltvorgangs mit steuerbaren Emittershorts. Sie können durch Integration von MOSFET in die Gate-Katoden-Stuktur realisiert werden [30] [31]; MCT, MOS controlled thyristor; (Bild 23).
Eine andere Entwicklungsrichtung ist der Static induction thyristor (SITh) mit pn^-n^+-Struktur statt des Vierschichtaufbaues (Bild 23). Über ein, im n^--Gebiet vergraben angeordnetes, gitterförmiges p^+-Gate kann der in Vorwärtsrichtung „selbstleitende" Buried-gate-SITh mit einer negativen Gate-Katodenspannung ausgeschaltet werden. Die entstehende Raumladungszone bewirkt eine Abschnürung des leitenden Kanals.
Gegenüber „echten" Thyristoren haben SITh Vorteile im Durchlaß- und Schaltverhalten sowie der Schaltbelastbarkeit [32] [33].

6. Zusammenfassung

Es wurden anhand der funktionellen Besonderheiten von GTO-Thyristoren die wichtigsten Probleme ihrer Anwendung, d.h. der Ansteuerung, der Beschaltung und des Schutzes beschrieben.

PATENTE

Vakuumschaltkammer

DD-WP: 264314
Int.-Cl.: H 01 H 33/66
Anmeldetag: 31. 08. 87
Anmelder: Kombinat VEB Elektro-Apparate-Werke Berlin-Treptow

Die bisher bekannten Vakuumschaltkammern zeigen im wesentlichen alle den gleichen Aufbau. Insbesondere die Keramikschaltkammern mit ihren Metallflanschen oben und unten sind nach dem Prinzip der Hartlötung über eingebrannte Metallisierung oder Zwischenanglasung auf der Stirnseite der zylindrischen Keramikisolierringe aufgebaut. Diese Konstruktion geht immer davon aus, daß auch im Vakuum eine möglichst lange Kriechstrecke vorhanden sein muß, die über die elektrische Lebensdauer der Vakuumschaltkammer trotz Metalldampfniederschlag entscheidet. Bei dem hohen Emissionsgrad im rauhen Schaltbetrieb werden zusätzliche, lange Kondensationsschirme vor der Innenfläche der zylindrischen Isolierstrecke angeordnet.
Es ist Ziel der Erfindung, die Vakuumschaltkammern so auszubilden, daß auch bei kleinen Abmessungen für Kammern geringer Nennstromstärke eine ausreichende Spannungsfestigkeit über die maximale elektrische Lebensdauer der Schaltkammer mit geringem Aufwand erreicht wird.
Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine wirkungsvolle Abschirmung der Isolierstrecke und/oder auch eine Potentialsteuerung (Homogenisierung des Feldverlaufes) zum beweglichen Schaltstück zu erreichen.
Erfindungsgemäß ist zwischen dem Gehäusemantel und der dem beweglichen Schaltstück zugewandten Stirnseite der Isolierstrecke ein Engespalt von 1—2 mm vorgesehen, und/oder die sich gegenüberliegenden Konturen von Isolierstrecke und/oder beweglichem Schaltstück sind derart abgerundet oder abgeschrägt, daß sich ein homogenes elektrisches Feld ausbildet.
Vorteilhafterweise besitzt der Gehäusemantel zur Spaltbildung eine stufenförmige Durchmesserverringerung, oder aber am Gehäuse ist ein gewölbter Abschirmring für die Stirnseite der Isolierstrecke angeordnet.
Im Schutzbereich hinter der Engstelle erfolgt eine Verhinderung der Metalldampfablagerung. Obwohl freie Teile der Isolierstrecke durch Metalldampf bewegt werden können, ist durch Abrundung bzw. Abschrägung der sich gegenüberstehenden Kanten von Isolierstrecke und beweglichem Schaltstück ein Überschlag durch Feldemission wirkungsvoll vermieden.

D. Ufert, Berlin EA 3045

Schalteinrichtung für Niederspannung mit Leistungsschalterfunktion

DD-WP: 264783
Int.-Cl.: H 01 H 77/10
Anmeldetag: 28. 10. 87
Anmelder: Kombinat VEB EAW Berlin-Treptow

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Schalteinrichtung für Niederspannung mit Leistungsschalterfunktion, insbesondere zur Begrenzung und Ausschaltung von Über- und Kurzschlußströmen, zu entwickeln, die beim Ausschaltvorgang keine heißen Gase austreten läßt, so daß die nachteiligen Sicherheitsabstände entfallen können, die keine Stromkommutierung erfordert und die auch keine nach der Ausschaltung auszuwechselnden Verschleißteile enthält.
Erfindungsgemäß wird das dadurch erreicht, daß zu einem Grundschalter in Form einer Vakuumschaltkammer oder eines Schalters mit einer hermetisch gekapselten Lichtbogenlöschkammer mit Löschblechen oder Kühlstiften ein ebenfalls hermetisch gekapselter strombegrenzender Block in Reihe geschaltet ist, der ein elektrodynamisch selbsttätig öffnendes strombegrenzendes Kontaktsystem enthält.
Dabei übernimmt im Falle von Überströmen oder geringen Kurzschlußströmen der Grundschalter die Ausschaltung allein, weil die elektrodynamische Wirkung des Stromes nicht ausreicht, das strombegrenzende Kontaktsystem zum Abheben zu bringen. Erreicht die dynamische Kraftwirkung des Stromes (z. B. größere Kurzschlußströme) eine Höhe, die ausreicht, die Kontaktkräfte des strombegrenzenden Kontaktsystems zu überwinden, hebt dieses ab und der entstehende Lichtbogen bewirkt die Strombegrenzung. Der Block übernimmt somit die Hauptlast des Ausschaltvorganges. Nach Ausschaltung des Grundschalters fällt das strombegrenzende Kontaktsystem infolge der Kontaktkraft in die Schließstellung zurück. Bei dieser Anordnung sind keinerlei Verschleißteile eingesetzt, die nach jeder

---

Aus den thyristorspezifischen Eigenschaften und der Ausschaltbarkeit dieser Bauelemente resultieren sowohl gegenüber konventionellen Frequenzthyristoren als auch gegenüber bipolaren und unipolaren Leistungsschalterthyristoren abgrenzbare Haupteinsatzgebiete. So wird aus heutiger Sicht GTO-Thyristorschaltern perspektivisch der Bereich oberhalb der Leistungsgrenzen bipolarer Transistorschalter vorbehalten sein. Während Vorteile der GTO gegenüber Transistoren z. B. in

- geringen Durchlaßverlusten, hoher Spitzenstrom- und Spitzenspannungsbelastbarkeit
- der Verfügbarkeit bidirektional sperrfähiger Elemente

bestehen, resultieren aus Nachteilen, wie

- erforderliche starke Ausschaltentlastung sowie evtl. Einschaltentlastung
- prinzip- und beschaltungsbedingte Mindestein- und Ausschaltdauern
- hohe Anforderungen an Beschaltungselemente
- keine aktive Überstrombegrenzung und -erkennung durch GTO

im Vergleich zu Transistorschaltern i. allg. größere Einsatzprobleme.
Bei ähnlicher Ansteuertechnik und etwa gleicher Ansteuerleistung bestehen gegenüber Bipolartransistoren erhöhte Anforderungen an Amplitude und Steilheit des Ansteuerstroms.
Konventionelle Thyristoren werden dagegen in selbstgelöschten Schaltungen perspektivisch zunehmend von immer leistungsfähigeren GTO verdrängt. Ihr vorteilhaftes Durchlaßverhalten läßt zwar den bei niedrigen Schaltfrequenzen vergleichsweise höchsten Wirkungsgrad zu, für Frequenzen oberhalb 500 Hz resultieren aus den in konventionellen Thyristorschaltern notwendigen Umschwingzeiten jedoch meist unvertretbare Steuerbereichseinschränkungen. Gegenüber konventionellen Löschschaltungen sind für GTO notwendige Ansteuerschaltungen eine Aufwands- und Volumenreduzierung.
Ein erfolgreicher GTO-Einsatz setzt die Bereitstellung notwendiger Begleitbauelemente, wie Bedämpfungskondensatoren, Beschaltungsdioden und leistungsfähiger Niederspannungstransistoren (MOSFET) voraus.

Literatur

[19] *Holtz, J.; Salama, S. F.; Werner, K. H.:* Verlustfreie und aufwandsarme Entlastungsschaltung für Pulsumrichter mit Abschaltthyristoren. etz-Archiv, Bd. 9 (1987) 7, S. 211—217
[20] AEG: Schnelle Thyristoren. Datenbuch 1986
[21] SANSHA: SANREX Power Transistor Module. Databook 1986
[22] *Fregien, G.:* Current monitoring in power electronic equipment with GTO-thyristors. IEEE PESC 1986, S. 417—424
[23] *Lappe, R.; Conrad, H.; Kronberg, M.:* Leistungselektronik. Berlin: VEB Verlag Technik 1987
[24] *Goldbrunner, W.; Vetter, H.:* Kondensatoren für GTO-Thyristoren. Siemens Components 22 (1984) 6, S. 264—268
[25] *Vetter, H.; Hinrichs, A.; Kowalkowsky, K.:* Low inductance MKV-capacitors for GTO-Thyristors. PCI 1985, S. 243—253
[26] Siemens: Hochleistungskondensatoren, niederinduktiv B25855. Datensammlung, Ausg. November 1986
[27] TGL 38584 Metallisierte Polypropylenkondensatoren MKPI 1
[28] VEB Elektronik Gera: MPP Glättungskondensatoren. Werkstandard TBF-GE 2070
[29] *Silard, A.; Turtadan, F.; Margarit, M.; Kosa, B.:* High voltage, high current, double interdigitated (TIL) Gate turnoff (GTO) Thyristor. IECON 1986, S. 785—789
[30] *Stoisiek, M.; Patalong, H.:* Power devices with MOS-Controlled emitter shorts. Siemens Forsch.- und Entwickl.-Ber. Bd. 14 (1985) 2, S. 45—49
[31] *Korman, C. S.; Temple, V. A.; Wild, E.; Walden, S.:* High efficiency, high frequency power supply development new advances in device technology. HFPC 1986, S. 55—73
[32] *Nishizawa, J.; Muraoka, K.; Tamamushi, T.; Kawamura, Y.:* Low-loss high-speed switching devices, 2300-V, 150 A Static Induction Thyristor. IEEE Trans. on ED. 32 (1985) 4, S. 822—830
[33] *Nishizawa, J.; Muraoka, K.; Kawamura, Y.; Tamamushi, T.:* A low-loss high-speed switching device. The 2500 V, 300 A Static Induction Thyristor. IEEE Trans. on ED. 33 (1986) 4, S. 507—515
[34] *Nowak, W.-D.; Thomas, B.:* GTO-Stand der Technik und Entwicklungsmöglichkeiten. ETG-Fachbericht 23 „Abschaltbare Elemente der Leistungselektronik und ihre Anwendung". Berlin (West) Offenbach: VDE-Verlag 1988, S. 86-111
[35] *Elstner, L.:* Netz- und Abschalt-Thyristoren für den unteren und mittleren Strombereich. 4. Fachtagung „Tage der Leistungselektronik" 1988 S. 82—91

EA 5973

Ausschaltung ausgewechselt werden müßten, wie z. B. Sprengbrücken oder Sicherung. Des weiteren sind Grundschalter und strombegrenzender Block in Reihe geschaltet, so daß alle Probleme der Stromkommutierung entfallen.

Als Hauptvorteil erweist sich jedoch die vollständige hermetische Kapselung, die ein Austreten heißer Gase verhindert und somit den Wegfall von Sicherheitsabständen zu elektrisch leitfähigen Teilen ermöglicht. Damit wird eine Masse- und Volumenreduzierung der Niederspannungsschaltanlagen erreicht.

D. Ufert, Berlin EA 3046

Elektrische Schaltanlage

DD-WP: 264 556
Int.-Cl.: H 02 B 1/22
Anmeldetag: 07. 08. 87
Anmelder: Sachsenwerk AG, Regensburg

Die Erfindung betrifft elektrische Schaltanlagen, die aus je einer Haupt- und einer Hilfssammelschiene bestehen, die im stationären Betrieb durch einen Kuppelschalter verbunden sind, der zusammen mit je einem jeden Zu- oder Abgang zugeordneten Mehrstellungstrennschalter die Ein- oder Ausschaltung von Betriebs- und Störströmen durchführt.

Erfindungsgemäß wird dies dadurch erreicht, daß der Schaltbefehl auf den Antrieb des jeweiligen Mehrstellungstrennschalters wirkt und die Betätigung des Kuppelschalters von der Antriebsbewegung des Mehrstellungstrennschalters abgeleitet wird.

Durch die dabei erzielte Abhängigkeit der Antriebsbewegungen der beiden Schaltgeräte können sich die aus verschiedenen Gründen vorhandenen Streuungen oder die sich während der Betriebsdauer einstellenden Veränderungen der Eigenzeiten der einzelnen Schalter nicht mehr nachteilig auf die Schaltfunktionen auswirken. Dies ist besonders für den Kuppelschalter von Bedeutung, der bei Ausschaltungen einerseits nicht vor der galvanischen Trennung des Trennerarmes von der Hauptsammelschiene öffnen und andererseits erst nach der galvanischen Trennung des Trennerarmes von der Hilfssammelschiene die Verbindung zwischen den beiden Sammelschinen wieder herstellen darf.

Dabei wird vorteilhaft durch den Antrieb eines jeden Mehrstellungstrennschalters über eine elektrische oder mechanische Ankopplung der Kuppelschalter mitbetätigt.

Vorteilhaft ist auf den Antriebswellen der Mehrstellungstrennschalter je eine Kurvenscheibe befestigt, deren Formgebung den Kuppelschalter über ein gemeinsames Verbindungsgestänge und einem mit diesem verbundenen Isolierkörper in Öffnungs- und Schließrichtung steuert.

D. Ufert, Berlin EA 3047

Verbundwerkstoff für Kommutator Lamellen elektrischer Maschinen großer Leistung

DD-WP: 264 323
Int.-Cl.: H 01 R 39/06
Anmeldetag: 17. 09. 87
Anmelder: VEB Walzwerk Hettstedt

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen neuartigen Legierungswerkstoff als Teil eines Verbundwerkstoffes mit einem höherfesten Werkstoff für Kommutator-Lamellen elektrischer Maschinen großer Leistung zu entwickeln, der eine wesentlich verlängerte Laufzeit des Kollektors gewährleistet, die Zeit bis zu einer notwendig werdenden Inspektion des Motors vergrößert und damit die Verfügbarkeit der gesamten Maschine erhöht.

Erfindungsgemäß wird die Aufgabe dadurch gelöst, daß eine Lamelle arbeitsseitig aus einer Legierung von Wolframkupfer verwendet wird, welche in an sich bekannter Weise, beispielsweise durch Hartlöten, auf einem unteren tragenden Teil der Lamelle angeordnet ist.

Erfindungswesentlich ist, daß diese aus unterschiedlichem Material hergestellte Lamelle, optimale Eigenschaften besitzt dergestalt, daß das die Arbeitsfläche bildende Wolframkupfer aufgrund seines Wolframskelettes mit dessen hohem Siedepunkt den durch einen Lichtbogen entstehenden Einbrandstellen und dem abrasiven Verschleiß hervorragend widersteht, daß das Wolframskelett ausfüllende Kupfer wegen seiner hohen thermischen Leitfähigkeit die Wärmeabfuhr von den Fußpunkten des Lichtbogens gewährleistet und die erforderlich hohe Stromleitung übernimmt und daß der untere Tragteil der Lamelle aus einer aushärtbaren Kupferlegierung beziehungsweise aus Stahl besteht, durch die die den hohen Fliehkräften beim Betrieb des Motors widerstehende Kriechfestigkeit gewährleistet wird.

D. Ufert, Berlin EA 3051

BUCHBESPRECHUNGEN

Lichtwellenleitertechnik

Von *E. Grimm; W. Nowak*. Berlin: VEB Verlag Technik 1988. 1. Auflage, 328 Seiten, 332 Bilder, 24 Tafeln

Die optische Nachrichtentechnik hat sich in den letzten Jahren mit ständig steigendem Tempo zu einer umfangreichen und komplexen Spezialdisziplin entwickelt, die im engeren Sinne die Informationsübertragung über Lichtwellenleiter umfaßt, deren Grenzen in Verbindung mit der integrierten Optik (optische Verzweiger, Koppler, Schalter, Modulatoren, Verstärker) und der kohärenten Technik aber noch gar nicht abzusehen sind. Mit der Einführung des Lichtwellenleiters als Übertragungsmedium der Nachrichtentechnik sowohl zur Kurzstrecken- als auch zur Weitverkehrsübertragung ergeben sich wesentliche Vorteile gegenüber der herkömmlichen Kupferkabeltechnik, u.a. durch geringere Dämpfung, hohe Übertragungsbandbreite, große Regeneratorfeldlängen, Unempfindlichkeit gegenüber Störstrahlung, geringere Masse und Volumen.

Das vorliegende Buch ist zur fundierten Einarbeitung in diese Problematik gedacht und will sowohl Theoretiker als auch Praktiker ansprechen.

Nach einem Grundlagenabschnitt zur Optik und Theorie der elektromagnetischen Wellen erfolgt in weiteren Kapiteln die Berechnung von Multimode- und Monomodefasern. Mit der ausführlichen Darstellung der Strahlungsquellen, der Fotoempfänger und der Koppel- und Verbindungstechnik sind alle benötigten Komponenten für die Behandlung von analogen und digitalen Lichtwellenleiter-Übertragungssystemen gegeben. Neben den systemtheoretischen Entwurfsgrößen, wie Signal-Rausch-Verhältnis, Bitfehlerrate, Grenzempfindlichkeit werden Leistungsparameter produzierter (DDR) und konzipierter PCM-Systeme behandelt und in Tabellenform vorgestellt. Die Leistungsfähigkeit optischer Systeme mit Wellenlängenmultiplex, mit kohärentem Empfang sowie von Bussystemen wird analysiert. Ein umfangreiches Kapitel ist der Meßtechnik an Lichtwellenleitern gewidmet.

Das Buch stellt eine sehr gute Zusammenfassung der umfangreichen Probleme dar und besticht durch die Vielzahl der Bilder und Tabellen. Die Autoren als erfahrene Hochschullehrer haben es verstanden, sowohl die theoretisch anspruchsvollen Fragen der Berechnung und Profiloptimierung der Lichtwellenleiter als auch die mehr technischen Probleme der Systemoptimierung anschaulich darzustellen.

Durch Hinweise auf angrenzende und weiterführende Probleme deutet sich die Breite des Gesamtgebietes an. So werden die vielfachen Anwendungen der Lichtwellenleiter als Sensoren erwähnt, im Buch aber nicht näher behandelt.

Durch die Einbeziehung von Standards (TGL, DIN), Empfehlungen des CCITT sowie Daten von Lichtwellenleiterkabeln und optoelektronischen Bauelementen aus DDR-Produktion werden dem Praktiker wertvolle Hilfsmittel in die Hand gegeben. Damit ist das Buch als Lehrbuch, aber auch als Nachschlagewerk für den auf Spezialgebieten der optischen Nachrichtentechnik Tätigen sehr zu empfehlen.

R. Irmer, Ilmenau EK 4007

Thyristor-Anordnungen

Von *J. S. Kublanovskij*
In russischer Sprache. Moskau: Verlag Radio i svjaz 1987. 110 Seiten, 71 Bilder, 2 Tafeln. Broschur 3,50 M.
Bestellnummer: NK 86-11/123

Die in zweiter überarbeiteter und erweiterter Auflage vorliegende Broschüre informiert den Leser in fachlich fundierter gut faßlicher Art und Weise über Grundlagen und Anwendungsmöglichkeiten von Vierschichtdioden und Einweg-Thyristoren.

Nach einer Einführung werden im ersten Kapitel Aufbau, Wirkungsweise, Ersatzschaltung und Kennlinien von Vierschichtanordnungen dargestellt. Das zweite Kapitel ist den verschiedenen prinzipiellen Möglichkeiten des Ein- und Ausschaltens von Vierschichtdioden und Einweg-Thyristoren gewidmet. Einfache Anwendungsfälle in Gleichstromschaltungen, vor allem aber in Wechselstromschaltungen (Kontroll- und Überwachungsschaltungen, verschiedene Steller usw.) sind Gegenstand des dritten Kapitels. Dort wird häufig der Unijunctiontransistor als vorteilhaft einsetzbares Triggerelement verwendet. Im vierten Kapitel sind Impulsschaltungen (Generatoren, Impulsformer, Zähler usw.) mit Vierschichtdioden bzw. Thyristoren beschrieben. Gerade diese Schaltbeispiele werden sicherlich auf vielfaches Interesse stoßen, weil sie bisher weniger verbreitet sind, oft aber eine ökonomisch günstige und vor allem störsichere Alternative darstellen.

Im fünften und sechsten Kapitel sind spezielle Glühlampen-Steuerungen und einfache Leistungs-Steller vorgestellt.
Mit dem genannten Inhalt sind die Anwendungsmöglichkeiten von Vierschichtdioden recht umfassend dargestellt. Bei den Thyristoren liegt der Schwerpunkt auf interessanten weniger bekannten unkonventionellen Anwendungsmöglichkeiten, die Anwendung von Thyristoren in industriellen leistungselektronischen Stellgliedern wird nicht behandelt.
Der Wert der vorliegenden Broschüre liegt vor allem in der Darstellung von Betriebsverhalten und Anwendungsmöglichkeiten weniger bekannter Bauelemente (Vierschichtdiode, Unijunctiontransistor) sowie von unkonventionellen Anwendungsmöglichkeiten weit verbreiteter Bauelemente (Einweg-Thyristor). Sie stellt eine wertvolle Ergänzung unseres Buchangebotes dar und kann einem breiten Leserkreis empfohlen werden.

G. Graichen, Karl-Marx-Stadt EA 2975

Entwurf von adaptiven Systemen — Eine Darstellung für Ingenieure

Von *K.-P. Schulze; K.-J.Rehberg.* Berlin: VEB Verlag Technik 1. Auflage 1988. 244 Seiten, 217 Bilder. Leinen 33,— M.

Die digitale, speicherprogrammierbare Mikroelektronik hat ihren festen Platz in allen Bereichen der Automatisierungstechnik eingenommen. Ihre Leistungsfähigkeit verhilft nun auch adaptiven Srukturen zunehmend zur notwendigen praktischen Bedeutung. Darunter sind Systeme zu verstehen, in denen unvermeidliche Parameter, und der Strukturänderungen im zu regelnden bzw. zu steuernden Prozeß, der Regelstecke, desgleichen unvollständige Prozeßinformationen überhaupt durch selbsttätige Anpassung vermittels der Regeleinrichtung beherrscht werden. Zu diesem wichtigen Problemkreis legt nun der VEB Verlag Technik eine Einführung in Form einer Monografie vor. Offensichtlich schließt er damit eine Lücke im Fachbuchangebot unseres Landes. Neben dem zum tieferen Verständnis dieser komplizierten Thematik notwendigen Grundwissen sollen darin praktikable Verfahren für den Entwurf solcher adaptiver Systeme der Prozeßautomatisierung einschließlich der dazu benötigten speziellen theoretischen Grundlagen angeboten werden.
Das Buch gliedert sich in die 4 Hauptabschnitte

1. Adaptive Systeme — Einführung, Grundlagen
2. Analyse und Synthese nach Empfindlichkeitskriterien, Einordnung von Empfindlichkeit und Adaption
3. Adaptive Eingrößensysteme
4. Entwicklungsstand adaptiver Systeme — aktuelle Probleme und Entwicklungstendenzen,

die von einer Zusammenstellung wichtiger Formelzeichen, einem sehr umfangreichen, weiterführenden Literaturverzeichnis (248 Quellen!) sowie einem Stichwortkatalog flankiert sind.
Im Kapitel 1 liegt nach einer instruktiven Erläuterung der eigentlichen Problemstellung der Schwerpunkt auf der Klassifizierung der Vielzahl möglicher Ausführungsformen adaptiver Systeme sowie auf Grundsätzen für Entwurf und gerätetechnische Verwirklichung. Dabei entschieden sich die Autoren für die, wie es scheint, günstige Einteilung in Systeme ohne bzw. mit Vergleichsmodell.
Der Abschnitt 2 macht die Alternative zur Realisierung eines „unempfindlichen" Automatisierungssystem — nämlich Adaption und (Un-) Empfindlichkeit — deutlich, zumal letzteres Verfahren bei einigen Optimierungskriterien (etwa in der Antriebstechnik) erfolgreiche Verbreitung gefunden haben.
Der Hauptteil, das Kapitel 3, behandelt den eigentlichen Entwurf. Dabei werden ausschließlich — sicher aus Gründen der Anschaulichkeit und in Berücksichtigung des technischen Standes — sogenannte Eingrößensysteme (mit je einer Ein- und Ausgangsgröße) analysiert. Ausgehend von allgemeinen, gegenüber Abschnitt 1 allerdings gleichsam lupenförmig verfeinerten Entwurfsmaßregeln untersuchen die Autoren zunächst die Teilprozesse Indentifikation, Entscheidung, Modifikation, innerhalb des Unterabschnittes „Adaptivsysteme ohne Vergleichsmodell". Daran schließen sich Betrachtungen zu Adaptivsteuerungen und -regelungen sowie zu speziellen (z.B. signal- und strukturadaptiven) Klassen an. Ebenso wie bei den folgenden Ausführungen zu „modelladaptiven Strukturen" dienen einige instruktive Beispiele der Vertiefung des angebotenen Wissens. Alle wichtigen Entwurfsverfahren werden einbezogen und auf typische Regeleinrichtungen angewendet. Dazu zählen ebenfalls Beobachterstrukturen und 2 Dead-beat-Regler.
Der letzte Abschnitt 4 widmet sich im Sinne einer informellen Übersicht adaptiven Meßgrößensystemen, der Entwicklung von „robusten" (im Unterschied zu unempfindlichen) Systemen sowie den Entwicklungstendenzen in diesem Bereich.
Bemerkenswert ist der logische, immer vom Allgemeinen zum Speziellen führende Aufbau dieser Monografie. Bei aller Schwierigkeit der diskutierten Problematik befleißigen sich die Verfasser durchgehend einer ingenieurmäßigen und damit für den Fachmann schneller verständlichen Darstellungsweise. Dazu trägt nicht nur die methodisch einheitliche Betrachtungsweise der verschiedensten Verfahren und Realisierungen (unter Berücksichtigung der Möglichkeiten der Simulation) bei, sondern gleichermaßen die Konzentration auf eine „kontinuierliche" Behandlungsweise. Diese, dem konventionellen Denken des Technikers entsprechende Notationsform erleichtert natürlich den Übergang zur aktuelleren, diskontinuierlichen, zeitdiskreten Ausführung. Darüber hinaus räumten die Verfasser auch wichtigen Randproblemen einen adäquaten Platz ein.
Durch diese „Leseerleichterungen" wird der Einarbeitungsaufwand für den Leser auf ein akzeptables Maß reduziert. Zu der trotzdem aber benötigten Sachkundigkeit gehören durchaus umfassende Kenntnisse des Theoriegebäudes der nichtadaptiven Regelungstechnik einschließlich des dazugehörigen mathematischen Handwerkszeuges.
Allen Interessierten wird dieses Buch, das die Sicht aus dem Blickwinkel des Verfahrenstechnikers nicht verhehlt, hilfreich sein. Zu diesem Kreis zählen in Entwicklung und Projektierung tätige Ingenieure, aber auch Studenten höherer Semester der zutreffenden Fachrichtungen (an Hochschulen und Universitäten).
Zusammenfassend kann somit Verlag und Autoren bestätigt werden, daß mit dieser anspruchsvollen Einführung der in ihrem Vorwort formulierte und hier eingangs zitierte Anspruch aus Sicht des Rezensenten erfüllt wurde. Eine sicher notwendige 2. Auflage sollte dann dem Gegenstand des Abschnittes 4 im Kontext mit der technischen Entwicklung breiteren Raum bieten.

J. Krause, Berlin EA 3066

Zustandsregelung

Von *P. Hippe; Ch. Wurmthaler*, Berlin, Heidelberg, New York, Tokio: Springer-Verlag 1985.

Die gewachsenen Anforderungen an die Dynamik technischer Systeme und die heutigen Möglichkeiten digitaler Regler führen dazu, daß das Prinzip der Zustandsregelung von praktischem Interesse ist. Der grundlegend neue Ansatz der Zustandsregelung besteht darin, daß die Zielstellung ohne vorherige strukturelle Fixierung des Reglers analytisch formuliert wird. Ziele der Regelung können z.B. sein, die Steuerung eines Bewegungsablaufs in kürzestmöglicher Zeit, mit minimalen Verlusten, mit minimaler Beanspruchung.
Das von *Hippe* und *Wurmthaler* vorgelgte Buch ist eine zu begrüßende Zusammenfassung der etwa seit 1960 entwickelten theoretischen Ansätze unter dem Aspekt ihrer praktischen Anwendbarkeit.
Nach einer komprimierten Zusammenstellung mathematischer Grundlagen im Abschnitt 1 erfolgt im Abschnitt 2 eine Einführung in die prinzipiellen Ansätze der Zustandsregelung. Die Abschnitte 3 und 4 behandeln gründlich den Entwurf von Zustandsreglern im Zeitbereich und den Reglerentwurf im Frequenzbereich. Die Überlegenheit der Untersuchung der Zustandsregelung im Zeitbereich folgt daraus, daß auch Systeme mit zeitvarianten Strukturen und Parametern untersucht werden können. Die Untersuchung im Frequenzbereich dagegen ermöglicht Vereinfachungen bei zeitinvarianten Systemen, insbesondere bei Systemen mit nur einer Stellgröße.
Ein spezieller Abschnitt (5) ist der Festlegung der Strecken- und Beobachterdynamik gewidmet. Hier werden Polvorgabeverfahren und Fragen der Optimierung nach vektoriellen Gütekriterien behandelt. Die für die praktische Anwendung sehr wichtigen Probleme ungenauer Streckenmodelle, der Stellgrößenbegrenzung und der Zustandsregelung mit Strukturumschaltung sind Gegenstand des Abschnitts 6.
Ähnlich wichtig sind die Fragen der diskreten Realisierung der Zustandsregelung, die im Abschnitt 7 behandelt werden.
Die Bedeutung des Buches von *Hippe* und *Wurmthaler* besteht darin, die Theorie der Zustandsregelung der breiten praktischen Anwendung einen Schritt näher gebracht zu haben. Es befruchtet die technische Weiterentwicklung und wird deshalb vor allem für Spezialisten in der Forschung und Entwicklung digitaler Regelungen sowie für die Aus- und Weiterbildung nützlich sein.

R. Schönfeld, Dresden EA 4008

Documentation

Riemekasten, K.

Computing the Losses in Inverter Feeded Three-Phase Asynchronous Machines of Low Power

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, pp. 285–286, 7 Figs., 4 Equations, 2 Refs.

From experimental investigations with inverter feeded asynchronous machines of low power conclusions are made, aiming to the computing algorithm, and some influences are determined, essentially effecting the loss behaviour of such machines.

Busch, R.

Motor Supervision on Base of Determining the „Life Consumption"

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, pp. 287–289, 4 Figs., 15 Equations, 11 Refs.

The increasing utilization of the electric motors makes necessary substituting respectively completing by other methods the conventional motor protecting principles, which base upon preventing overriding a predetermined fixed temperature of the winding. Such a method has to be oriented to evaluating the „life consumption" of the winding. Some fundamentals and aspects of using such a method are described.

Kalašnikov, V. I.

Compensating Reactive Power of Electric Drives

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, pp. 290–291, 6 Figs., 2 Equations, 2 Refs.

On base of the control voltage and the current of thyristor controlled d.c. drives a high-graded compensation of the reactive power may be realized. The wilde application of the microcomputer techniques opens new possibilities of developing regulating concepts of an automatic adjustment and supervision of complete plants, especially.

Palis, F.

Controlling and Regulating Electric Rim Drives by Microcomputers

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, pp. 291–293, 7 Figs., 5 Refs.

Controlling and regulating automated rim drives make necessary using controlling and regulating algorithms, adapted to processes. To this time optimized control laws with back limitation, acceleration limitation and velocity limitation are adapted. The parameters of the optimum drive curve have to be adjusted to the first harmonic of the rim mechanics and to the capability of the electric drives. Damping the mechanic fundamental vibration is made by means of an observer regulation respectively a model drived control.

Lehnert, M.; Wellner, A.

Current Controlled Three-Phase Drive with Thyristor Pulsed Inverter Adapted to Medium Dynamic Requirements

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, pp. 294–298, 17 Figs., 12 Equations, 4 Refs.

A control method of positioning drives with frequency inverters was studied. The slippage-current rate-control results in a very good stationary and good dynamic behaviour of the drive. Variations of the disturbing and guiding quantities are controlled within the 100 ms field. A sufficient conformity of simulating and measuring values could be proved. The controlled three-phase drive is useable e.g. to operating and lifting drives of bridge cranes.

Schauer, W.

Controlling Elastic Systems with Partial Observer

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, pp. 299–300, 10 Figs., 12 Equations, 4 Refs.

The increasing automation of plants and equipments requires decentral drive solutions, which are adapted also to ruling over elastic systems. In this contribution the solution ansatzes of switching velocity differences and controlling states are opposed. By using a partial observer a control structure with minimum measuring expenditure is made possible. To this adjustment instructions are given.

Teßmer, R.; Küstermann, F.-D.

SKET-matic SPS 8/16 — a Control Concept for Solving Time-Critical Drive Problems

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, pp. 301–305, 11 Figs., 6 Refs.

The solution of drive problems with the system SKET-matic SPS 8/16 is made on base of a several computers concept, the intelligent components of which are coupled with the bus system by a dualaport-RAM. The use of identical slave computer modules with mounted-on periphery, among others with the drive module AM 88/2-01, makes possible a highly standardized software. The software concept bases upon a structured programming and an instruction lists controlled operating system. The user has available approximately 30 kByte of function components.

Riefenstahl, U.

Digital Speed Regulation with Observer

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, pp. 306–311

Digital speed regulation with observer of the states and disturbing quantities are offering a more favourable guiding and disturbing behaviour compared with conventional speed regulations with a PI-regulator. By a simplified observer model of the regulating path of the speed regulating circuit speed regulations for drives with fixed and elastic mechanic transmission system may be realized with a low computing expenditure. They are tolerant within a relatively great parameter field against parameter variations and mismatches. In a complete state feedback short settling numbers are reached also with a drive with elastic mechanics. The results of the experimental investigations with a laboratory drive correspond very well with the ones, determined by simulation.

Nicolai, U.; Conrad, H.

GTO-Thyristors: Function, Properties, Possibilities and Problems of Applications. Part 3

ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, pp. 312–316, 6 Figs., 1 Table, 13 Equations, 17 Refs.

Документация

Римекастен, К.

Расчет потерь в трехфазных асинхронных машинах малой мощности с питанием от вентильного преобразователя

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 8, стр. 285–286, 7 рис., 4 уравн., 2 лит.

Из экспериментальных исследованийхасинхронных машин малой мощности с питанием от вентильного преобразователя выводятся заключения по алгоритму расчета и определяются некоторые влияния, воздействующие на характеристику потерь данных машин.

Буш, Р.

Контроль двигателей на базе правила по „использованию срока службы"

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 8, стр. 287–289, 4 рис., 15 уравн., 11 лит.

Возрастающая степень загрузки электродвигателей делает необходимым заменить другими методами или, соответственно, дополнить традиционные принципы защиты двигателя, базирующие на предотвращении превышения заданной зафиксированной температуры обмотки. Такой метод должен опираться на оценке „использования срока службы" обмотки. Описываются некоторые из основ и аспектов применения такого подхода.

Калашников. В. И.

Компенсация реактивной мощности электрических приводов

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989), 8, стр. 290–291, 6 рис., 1 уравн., 2 лит.

На основе управляющего напряжения и тока тиристорных приводов постоянного тока можно реализовать качественную в динамическом отношении компенсацию реактивной мощности. Широкое применение микропроцессорной техники открывает новые возможности по разработке концепции регулирования, в частности, с целью самосогласования и самоконтроля целых установок.

Палис, Ф.

Управление и регулирование электрических крановых приводов при помощи микро ЭВМ

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 8, стр. 291–293, 7 рис., 5 лит.

Управление и регулирование автоматизированных крановых приводов требуют применение согласованных с процессом алгоритмов управления и регулирования. Пригодными для этой цели оказываются оптимальные по времени законы управления с ограничением по толчку, ускорению и скорости. Параметры оптимальной тяговой кривой должны быть согласованы с первой гармоникой крановой механики и мощностью электропривода. Затухание основного колебания осуществляется при помощи наблюдательного регулирования или, соответственно, опирающегося на модели регулирования.

Ленерт. М.; Вельнер, А.

Трехфазный привод с регулированием от тока с импульсным транзисторным инвертором для средних динамических требований

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 8, стр. 294–298, 17 рис., 12 уравн., 4 лит.

Исследовался метод регулирования для приводов позиционирования с преобразователями частоты. Регулирование по скольжению и модулю тока дает очень хорошую стационарную характеристику и хорошую динамическую характеристику привода. Изменения величин Мешающих и задающих воздействий отрегулируются в диапазоне до 100 мс. Достигнуто достаточное совпадение результатов моделирования и измерения. Регулируемый трехфазный привод может применяться, например, для тяговогои подъемного приводов мостовых кранов.

Шауэр, В.

Регулирование упругих систем с парциальным наблюдателем

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 8, стр. 299–300, 10 рис., 12 уравн., 4 лит.

Возрастающая автоматизация установок и агрегатов требует децентрализованных решений приводов, отличающихся в том числе и обслуживанием упругих систем. В настоящей работе сопоставляются подходы к решению по подключению на разностных скоростях и по регулированию состояния. Благодаря применению парциального наблюдателя обеспечивается структура регулирования с минимальной трудоемкостью измерения. Указаны соответствующие инструкции по установке.

Тессмер, Р.; Кюстерман. П.-Д.

SKET-matic SPS 8/16 — Концепция управления по решению критичных по времени проблем приводов

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 8, стр. 301–305, 11 рис., 6 лит.

Решение проблем приводов с помощью системы SKET-matic SPS 8/16 осуществляется на базе многомашинной системы, интеллектуальные узлы которой через двухпортовое ОЗУ связаны с шинной системой. Применение идентичных подчиненных вычислительных модулей с подключенными при помощи разъемов периферийными устройствами, в т. ч. с приводным модулем AM88/2-01 обеспечивает создание высоко стандартизованного программного обеспечения. Концепция ПО основывается на структурном программировании и операционной системе, управляемой по спискам команд. Потребителю предоставляются функциональные модули емкостью ок. 30 кбайт.

Рифеншталь, У.

Цифровое регулирование скорости вращения с наблюдателем

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 8, стр. 306–311,

Цифровые устройства регулирования с наблюдателем состояния и величин мешающих воздействий, по сравнению с традиционными ПИ-регуляторами показывают более эффективное поведение при задающем и мешающем воздействиях. С помощью упрощенной модели наблюдателя объекта регулирования контура регулирования скорости вращения могут реализоваться устройства регулирования скорости вращения для приводов с жесткой и упругой маханической передаточной системой при минимальных затратах вычислительного времени. Они являются толерантными по колебаниям параметров и несогласованности в сравнительно обширном диапазоне параметров. В случае полного возвращения в исходное состояние достигаются небольшие продолжительности процесса регулирования даже при приводах с упругой механикой. Результаты, полученные из экспериментальных исследований лабораторного макета, доовольно хорошо совпадают с результатами, полученными на базе моделирования.

Николай, У.; Конрад, Х.

Тиристоры типа GTO: Функция свойства, возможности и проблемы применения Часть 3

ELEKTRIE, Берлин 43 (1989) 8, стр. 312–316, 6 рис., 1 табл., 13 уравн., 17 лит.

Dokumentation

Riemekasten, K.
Berechnung der Verluste in umrichtergespeisten Drehstrom-Asynchronmaschinen kleiner Leistung
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, S. 285 – 286, 7 Bilder, 4 Gln., 2 Lit.
Aus experimentellen Untersuchungen an umrichtergespeisten Asynchronmaschinen kleiner Leistung werden Schlußfolgerungen für den Berechnungsalgorithmus gezogen und einige wesentliche, auf das Verlustverhalten dieser Maschinen wirkende Einflüsse bestimmt.

Busch, R.
Motorüberwachung auf der Basis der Bestimmung des „Lebensdauerverbrauchs"
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, S. 287 – 289, 4 Bilder, 15 Gln., 11 Lit.
Die steigende Auslastung der Elektromotoren macht es erforderlich, die konventionellen Motorschutzprinzipien, die darauf beruhen, das Überschreiten einer vorgegebenen festen Temperatur der Wicklung zu verhindern, durch andere Methoden zu ersetzen bzw. zu ergänzen. Eine solche Methode muß sich auf die Bewertung des „Lebensdauerverbrauchs" der Wicklung stützen. Einige Grundlagen und Anwendungsaspekte eines solchen Verfahrens werden beschrieben.

Kalašnikov, V. I.
Blindleistungskompensation von elektrischen Antrieben
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, S. 290 – 291, 6 Bilder, 2 Gln., 2 Lit.
Auf der Grundlage der Steuerspannung und des Stromes von thyristergesteuerten Gleichstromantrieben läßt sich eine dynamisch hochwertige Blindleistungskompensation realisieren. Die breite Anwendung der Mikrorechentechnik eröffnet neue Möglichkeiten zur Entwicklung von Regelkonzepten insbesondere zur Selbstanpassung und -überwachung ganzer Anlagen.

Palis, F.
Steuerung und Regelung elektrischer Kranantriebe mit Mikrorechner
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, S. 291 – 293, 7 Bilder, 5 Lit.
Die Steuerung und Regelung von automatisierten Kranantrieben erfordert den Einsatz prozeßangepaßter Steuer- und Regelalgorithmen. Hierzu eignen sich zeitoptimale Steuergesetze mit Rück-, Beschleunigungs- und Geschwindigkeitsbegrenzung. Die Parameter der optimalen Fahrkurve sind an die 1. Oberschwingung der Kranmechanik und an die Leistungsfähigkeit des Elektroantriebs anzupassen. Die Dämpfung der mechanischen Grundschwingung erfolgt über eine Beobachterregelung bzw. eine modellgeführte Steuerung.

Lehnert, M.; Wellner, A.
Stromgeregelter Drehstromantrieb mit Transistorpulswechselrichter für mittlere dynamische Anforderungen
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, S. 294 – 298, 17 Bilder, 12 Gln., 4 Lit.
Es wurde ein Regelverfahren für Positionierantriebe mit Frequenzumrichtern untersucht. Die Schlupf-Strombetrags-Regelung führt zu einem sehr guten stationären und guten dynamischen Verhalten des Antriebs. Stör- und Führungsgrößenänderungen werden im 100-ms-Bereich ausgeregelt. Eine hinreichende Übereinstimmung von Simulations- und Meßergebnissen konnte nachgewiesen werden. Der geregelte Drehstromantrieb ist z. B. für Fahr- und Hubantriebe von Brückenkranen einsetzbar.

Schauer, W.
Regelung elastischer Systeme mit Teilbeobachter
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, S. 299 – 300, 10 Bilder, 12 Gln., 4 Lit.
Die zunehmende Automatisierung von Anlagen und Aggregaten erfordert dezentrale Antriebslösungen, die sich auch durch die Beherrschung elastischer Systeme auszeichnen. Im vorliegenden Beitrag werden die Lösungsansätze zur Geschwindigkeits-Differenzaufschaltung und Zustandsregelung gegenüberstellt. Durch Einsatz eines Teilbeobachters wird eine Regelstruktur mit minimalem Meßaufwand ermöglicht. Hierzu werden Einstellvorschriften angegeben.

Teßmer, R.; Küstermann, F.-D.
SKET-matic SPS8/16 ein Steuerungskonzept für die Lösung zeitkritischer Antriebsprobleme
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, S. 301 – 305, 11 Bilder, 6 Lit.
Die Lösung von Antriebsproblemen mit dem System SKET-matic 8/16 erfolgt auf der Grundlage eines Mehrrechnerkonzeptes deren intelligente Baugruppen über einen Dual-Port-RAM mit dem Bussystem verbunden sind. Die Verwendung identischer Slave-Rechnermodule mit aufgesteckter Peripherie unter anderem mit dem Antriebsmodul AM88/2-01 ermöglichen eine hochstandardisierte Software. Das Softwarekonzept geht von einer strukturierten Programmierung und einem anweisungslistengesteuertem Betriebssystem aus. Dem Anwender stehen etwa 30 KByte Funktionsbausteine zur Verfügung.

Riefenstahl, U.
Digitale Drehzahlregelung mit Beobachter
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, S. 306 – 311
Digitale Drehzahlregelung mit Zustands- und Störgrößenbeobachter besitzen gegenüber konventionellen Drehzahlregelungen mit einem PI-Regler ein günstigeres Führungs- und Störverhalten. Mit einem vereinfachten Beobachtermodell für die Regelstrecke des Drehzahlregelkreises sind Drehzahlregelungen für Antriebe mit starrem und elastischen mechanischen Übertragungssystemen bei geringem Rechenzeitaufwand realisierbar. Sie sind in einem relativ großen Parameterbereich tolerant gegenüber Parameterschwankungen und Fehlanpassungen. Bei einer vollständigen Zustandsrückführung werden auch bei einem Antrieb mit elastischer Mechanik kurze Ausregelzahlen erreicht. Die Ergebnisse der experimentellen Untersuchungen an einem Laborantrieb stimmen recht gut mit den durch Simulation ermittelten Ergebnissen überein.

Nicolai, U.; Conrad, H.
GTO-Thyristoren: Funktion, Eigenschaften, Einsatzmöglichkeiten und -probleme — Teil 3 und Schluß
ELEKTRIE, Berlin 43 (1989) 8, S. 312 – 316, 6 Bilder, 1 Tafel, 13 Gln., 17 Lit.

ELEKTRIE

Herausgeber	Kammer der Technik, Fachverband Elektrotechnik
Verlag	VEB Verlag Technik Oranienburger Str. 13/14, Berlin, DDR, 1020 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 28700; Telex: 0112228 techn. dd
Verlagsdirektor	Dipl.-Ing. *Klaus Hieronimus*
Redaktion	Dr.-Ing. *Klaus Heide*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2870345) Ing. *Günther Barth*, Redakteur (Telefon 2870343)
Lizenz-Nr.	1100 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Gesamtherstellung	III/18/328 Messedruck Leipzig, Bereich Borsdorf Borsdorf, 7122
Gestalter	*Frank Becher*
Anzeigenannahme	Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigenannahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, Oranienburger Str. 13/14, Berlin, 1020 PSF 201 Anzeigenpreisliste Nr. 7 Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, Hermann-Duncker-Str. 89, Berlin, DDR, 1157
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
AN (EDV)	6730
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	2,50 M, Abonnementpreis vierteljährlich 7,50 M. Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Bezugsmöglichkeiten DDR	sämtliche Postämter
SVR Albanien	Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propaganditit te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien	Direkzia R. E. P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR China	China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P. O. Box 88 Beijing
ČSSR	PNS — Ústřédni Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Slezská 11, 120000 Praha 2 PNS, Ústredna Expedicia a Dovoz Tlače Praha, Posta 022, 88547 Bratislava
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzéće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
Koreanische DVR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
Republik Kuba	Empresa de Comercio, Exterior de Publicationes. O'Reilly No., 407, Ciudad Habana
VR Polen	C. K. P. i. W. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
SR Rumänien	D. E. P. Bucaresti Piata Scinteii, Bucaresti
UdSSR	Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR	P. K. H. I., Külföldi Elöfizetési Osztály, P. O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam	XUNHASABA 32, Hai Ba Trung, Hà Nôi
BRD und Berlin (West)	ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141 – 167, Berlin (West) 52; Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, Berlin (West) 30
Österreich	Helios Literatur-Vertriebs-GmbH & Co. KG, Industriestraße B 13, 2345 Brunn am Gebirge
Schweiz	Verlagsauslieferung Wissenschaft der Freihofer AG, Weinbergstr. 109, 8033 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Fachbuchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, Leipzig, DDR, 7010, Postfach 160; und Leipzig Book Service, Talstraße 29, Leipzig, DDR, 7010

VEB
VERLAG
TECHNIK
BERLIN

Im Fachbuchhandel erhältlich

Elektrische Maschinen

Berechnung rotierender elektrischer Maschinen

Von Prof. Dr. sc. techn. Karl Vogt. Herausgegeben von Prof. Dr.-Ing. habil. Germar Müller. 4., bearbeitete Auflage. 506 Seiten, 342 Bilder, 50 Tafeln, Kunstleder, DDR 36,– M, Ausland 50,– DM.
Bestellangaben: 553887 5/Vogt, Berechnung

Das Buch gehört zum Hochschullehrwerk „Elektrische Maschinen", Herausgeber Prof. Dr.-Ing. habil. Germar Müller. Hauptanliegen dieses Buches ist die Herausarbeitung der für die Berechnung elektrischer Maschinen wesentlichen physikalischen Zusammenhänge und deren analytische Formulierung als notwendige Basis sowohl für eine den Anforderungen der technischen Entwicklung gerechte Lehre als auch für die zu einer solchen Entwicklung erforderliche schöpferische Ingenieurtätigkeit. Die vorliegende Auflage berücksichtigt moderne Verfahren zur numerischen Feldberechnung sowie zur Berechnung dauermagnetisch erregter Magnetkreise. Ein Abschnitt über Zeitkonstanten der Gleichstrommaschine wurde aufgenommen.

AUS DEM INHALT:

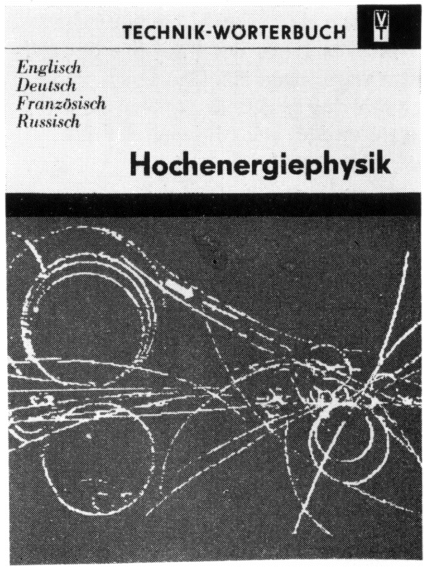
Wicklungen rotierender elektrischer Maschinen Allgemeine Bezeichnungen und Gesetzmäßigkeiten · Wicklungen mit ausgebildeten Strängen · Kommutatorwicklungen. Polwicklungen

Berechnungselemente rotierender elektrischer Maschinen Magnetischer Kreis · Streuung · Stromwendung · Stromverdrängung · Verluste · Kräfte · Induktivitäten und Reaktanzen · Zeitkonstanten

Entwurf rotierender elektrischer Maschinen Prinzipieller Entwurfsgang Entwurf unter Berücksichtigung zusätzlicher Bedingungen

Entwurfs- und Berechnungsgänge der wichtigsten rotierenden elektrischen Maschinen Gleichstrommaschine · Asynchronmaschine · Synchronmaschine · Drehstromkommutatormaschine

Anhang Magnetisierungskurven · Entmagnetisierungskurven.



TECHNIK-WÖRTERBUCH

Hochenergiephysik

Englisch-Deutsch-Französisch-Russisch

Zusammengestellt von Dipl.-Math. Ralf Sube. 1. Auflage. 164 Seiten, Kunstleder, DDR 22,– M, Ausland 36,– DM. Bestellangaben: 553 764 5/Sube, Hochenergiephysik

Mit etwa 4500 Wortstellen aus der Hochenergiephysik (Elementarteilchen, Feldthecrien, Nachweis und Messung der Elementarteilchen, Teilchenbeschleuniger).
Der Aufbau des Wörterbuchs erfolgte nach dem bewährten Registersystem, bestehend aus einem viersprachigen Hauptteil mit der Leitsprache Englisch und einem deutschen, französischen und russischen Registerteil mit jeweils alphabetischer Anordnung der Wortstellen.
Das Hauptanliegen des Wörterbuches „Hochenergiephysik" ist es, ein wichtiges Hilfsmittel zur schnellen Auswertung fremdsprachiger Fachliteratur zu sein und den fachspezifischen Informationsaustausch auf internationaler Ebene zu erleichtern.

ISSN 0013—5399
ELEKTRIE · Berlin 43 (1989) 8 · S. 281—320

6730 8 177 027 465
KOMB KERAM WERKE
8612 7001 0136 PF 1

Lieferbar in zweiter, stark bearbeiteter Auflage

Einführung in die Technologie der Elektrotechnik-Elektronik

Von Prof. Dr. sc. techn. Hans Eigler und Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Beyer
344 Seiten, 186 Bilder, 45 Tafeln, Leinen, DDR 26,— M, Ausland 38,— DM.
Bestellangaben: 553451 6/Eigler, Technologie

Die zunehmende Bedeutung der Elektrotechnik/Elektronik für alle modernen Industriezweige verleiht auch der Technologie der Elektroindustrie ein besonderes Gewicht.
Wenn in der Elektrotechnik auch zahlreiche Fertigungsverfahren des Maschinenbaus angewendet werden, so gibt es doch viele Besonderheiten, die eine zusammenfassende Darstellung der Technologie der Elektrotechnik/Elektronik rechtfertigen. Da Stromleitung und Isolation eine Rolle spielen, ergeben sich oft eine andere Wertung der Verfahren sowie spezifische Besonderheiten im Ablauf; Werkstoffeigenschaften werden deshalb häufig unter anderen Gesichtspunkten betrachtet. Hinzu kommen spezielle Verfahren, die auf die Elektrotechnik/Elektronik beschränkt sind, z.B. die Herstellung von Magnetkreisen und Spulen sowie die vielen hochspezialisierten Verfahren bei der Herstellung diskreter Halbleiter und integrierter Schaltkreise.
Dieses Lehrbuch besteht aus 2 Teilen. Der erste, umfangreichere Teil führt in die technologischen Prozesse zur Herstellung von Bauelementen, Geräten und Anlagen der Elektrotechnik/Elektronik ein. Sie sind gegliedert in: Allgemeine technologische Prozesse auf physikalischer Grundlage — Allgemeine technologische Prozesse auf chemischer, elektrochemischer und elektrophysikalischer Grundlage — Spezielle technologische Prozesse der Elektrotechnik/Elektronik.
Der zweite Teil behandelt den Fertigungs- und Montageprozeß, seine optimale Gestaltung und Organisation und enthält auch Methoden zur mathematischen Modellierung technologischer Prozesse.
Aufgrund der Fülle des Materials können die Einzelheiten der Verfahren nicht erschöpfend beschrieben werden. Das Buch soll vielmehr technologisches Grundwissen bieten und den Leser anregen, sich mit der Analyse und der Synthese technologischer Prozesse zu befassen, um die Fertigung optimal gestalten und Voraussetzungen für die Automatisierung schaffen zu können. Nicht das Detail steht im Vordergrund, sondern der Überblick über die verschiedenen Verfahren. Der besonders Interessierte wird auf die Spezialliteratur verwiesen, die zu jedem Abschnitt angegeben ist. Das Buch wendet sich an die Studenten aller Studienrichtungen des Elektroingenieurwesens, an Hoch- und Fachschulkader in der Industrie und an alle, die sich auf dem Gebiet der Technologie der Elektrotechnik/Elektronik über die Grundlagen und Zusammenhänge dieser Wissenschaftsdisziplin informieren wollen.
Die Auflage wurde völlig überarbeitet und z.T. neu gegliedert, um das gewählte Einteilungsprinzip noch konsequenter zu befolgen. Einige Verfahren konnten durch modernere ersetzt werden, andere erhielten eine neue Wertung. Spezielle Änderungen ergaben sich vor allem dank den Fortschritten der Mikroelektronik und der weitergehenden Tendenz zur Automatisierung. Einige Prozesse wurden neu aufgenommen, um den Überblick abzurunden.

Im Fachbuchhandel erhältlich

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN